

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE GANDIA
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA



PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO DE ANTENAS DIELÉCTRICAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICOS OPERANDO EN LA BANDA DE ONDAS MILIMÉTRICAS

INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN
Esp. SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

AUTORA: Eva Medina Rodenes
TUTORA: Marta Cabedo Fabres

Julio 2011

AGRADECIMIENTOS

Mi agradecimiento más sincero a Marta por haberme dirigido en el desarrollo de este proyecto, por todo el tiempo que me ha dedicado y en especial, por todas las facilidades que me ha dado para llevarlo a cabo.

Sin duda, gracias a Nacho y a mi familia por estar siempre a mi lado y apoyarme.

Con este proyecto cierro mi etapa universitaria. Han sido unos años que siempre recordaré, en los que he conocido a mucha gente que llevaré conmigo y que han convertido esta carrera en una etapa bonita de mi vida.

ÍNDICE GENERAL

1. Introducción	9
2. Introducción a las antenas dieléctricas	9
2.1 Historia	9
2.2 Características principales	11
2.3 Aplicaciones de las antenas dieléctricas	12
2.3.1 Filtros	12
2.3.2 Osciladores	13
3. Antenas dieléctricas básicas y técnicas de alimentación	15
3.1 Forma esférica	15
3.2 Forma cilíndrica	30
3.2 Forma rectangular	47
3.4 Otras geometrías	53
4. Técnicas de mejora del ancho de banda	61
4.1 Alimentación por ranura resonante rectangular	61
4.2 Alimentación por ranura en forma de anillo	61
4.3 Ranura de alimentación en forma de U	62
4.4 DRA alimentada por microstrip	63
4.5 DRA rectangular en modo dual	63
4.6 Disco respaldado por cavidad	64
4.7 Huecos de aire	65
4.8 DRA en forma de anillo	66
4.9 DRAs múltiples	66
4.10 DRAs apiladas	67
4.11 DRAs embebidas	68
4.12 DRA cargada con antena monopolo	68
4.13 DRA rectangular con una muesca	69
4.14 DRA pirámide escalonada invertida	70
4.15 DRAs cónicas	71
4.16 DRA tetraédrica	72
5. Aplicaciones futuras	72
5.1 Miniaturización de DRA para WLAN a 5.8 GHz	72
5.2 DRAs aplicadas a sistemas de identificación por radiofrecuencia (RFID)	74
5.3 Uso multifuncional del resonador dieléctrico cilíndrico para circuitos de microondas y aplicaciones de antena	76
6. Conclusiones	77
7. Bibliografía	81

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1.</i> Geometría de una antena resonadora dieléctrica semiesférica	15
<i>Figura 2.</i> Diagrama de radiación ideal de una DRA semiesférica para tierra infinita	16
<i>Figura 3.</i> DRA semiesférica excitada mediante sonda	20
<i>Figura 4.</i> Diagrama de radiación de una DRA semiesférica excitada por sonda	20
<i>Figura 5.</i> Impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por sonda	21
<i>Figura 6.</i> Distribución de campo eléctrico cercano de una DRA semiesférica en el plano xy	21
<i>Figura 7.</i> Distribución de campo eléctrico cercano de una DRA semiesférica en el plano yz	21
<i>Figura 8.</i> Impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por sonda en función del desplazamiento de la sonda	23
<i>Figura 9.</i> Máxima resistencia de entrada de una DRA semiesférica excitada por sonda	23
<i>Figura 10.</i> Impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por sonda en función de la constante dieléctrica	24
<i>Figura 11.</i> Máxima resistencia de entrada y la correspondiente frecuencia para una DRA semiesférica como función de la constante dieléctrica	24
<i>Figura 12.</i> DRA semiesférica excitada por ranura	25
<i>Figura 13.</i> DRA semiesférica excitada por ranura aplicando Teoría de Imágenes	25
<i>Figura 14.</i> Diagrama de radiación de una DRA semiesférica excitada por ranura	26
<i>Figura 15.</i> Distribución del campo magnético cercano en el plano xy e yz	27
<i>Figura 16.</i> Impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por ranura	27
<i>Figura 17.</i> Impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por para varias longitudes	28
<i>Figura 18.</i> Impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por ranura para diferentes constantes dieléctricas	28
<i>Figura 19.</i> Máxima impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por ranura y su correspondiente frecuencia	29
<i>Figura 20.</i> Geometría de una DRA cilíndrica	30
<i>Figura 21.</i> Campo E en el interior de una DRA cilíndrica para los modos más altos	32
<i>Figura 22.</i> Valores de la constante dieléctrica para un ancho de banda fraccional del 5%	33
<i>Figura 23.</i> Diseño de la DRA a 10 GHz para $\epsilon_r = 15$	34

<i>Figura 24.</i> Dimensiones de DRAs cilíndricas a 10 GHz con $\epsilon_r = 15$	35
<i>Figura 25.</i> Geometría de una DRA cilíndrica alimentada por sonda	36
<i>Figura 26.</i> Diagramas de radiación teóricos para varias relaciones a/h	37
<i>Figura 27.</i> Campos E experimentales y teóricos para diferentes a/h una DRA de cilíndrica	38
<i>Figura 28.</i> Campos E experimentales y teóricos para diferentes constantes dieléctricas de una DRA cilíndrica	39
<i>Figura 29.</i> Impedancia de entrada de una DRA cilíndrica para diferentes relaciones a/h frente a la frecuencia	40
<i>Figura 30.</i> Impedancia de entrada de una DRA cilíndrica para diferentes constantes dieléctricas frente a la frecuencia	40
<i>Figura 31.</i> Resistencia en la resonancia frente a la posición radial del punto de alimentación	41
<i>Figura 32.</i> Valor de la resistencia frente a la frecuencia para varias longitudes de la sonda	42
<i>Figura 33.</i> Sonda acoplada para el modo HE_{116} de una DRA cilíndrica	42
<i>Figura 34.</i> Sonda acoplada para el modo TM_{016} de una DRA cilíndrica	43
<i>Figura 35.</i> Geometría de una DRA cilíndrica alimentada por ranura	44
<i>Figura 36.</i> S_{11} medido frente a la frecuencia para una DRA cilíndrica excitada por ranura	44
<i>Figura 37.</i> Impedancia característica para una DRA cilíndrica para diferentes configuraciones	45
<i>Figura 38.</i> Impedancia característica de la DRA en función del su desplazamiento	45
<i>Figura 39.</i> Línea microstrip acoplada para DRAs	46
<i>Figura 40.</i> Modelos de radiación equivalentes y campos de una línea acoplada microstrip para DRAs	46
<i>Figura 41.</i> Geometría de una DRA rectangular	47
<i>Figura 42.</i> Esquema de los campos del modo $TE_{\delta 11}^x$ de una DRA rectangular	48
<i>Figura 43.</i> Poder del campo relativo del modo $TE_{\delta 11}^x$ dentro de la DRA rectangular	48
<i>Figura 44.</i> Campos E para una selección de modos de orden más alto dentro de la DRA rectangular	49
<i>Figura 45.</i> Sonda acoplada a una DRA rectangular	50
<i>Figura 46.</i> Corrientes magnéticas equivalentes en la ranura de una DRA rectangular	50
<i>Figura 47.</i> DRA rectangular alimentada mediante ranura	51
<i>Figura 48.</i> Ranura rectangular excitada por una línea microstrip	51

<i>Figura 49.</i> Efectos de la longitud de la ranura de la DRA sobre las pérdidas de retorno_	52
<i>Figura 50.</i> Efectos de la longitud del stub de la DRA sobre las pérdidas de retorno ____	52
<i>Figura 51.</i> Efectos de la variación de la posición de la DRA en las pérdidas de retorno __	53
<i>Figura 52.</i> DRA semiesférica con constante dieléctrica no uniforme _____	54
<i>Figura 53.</i> Geometría de la DRA cilíndrica cortada _____	54
<i>Figura 54.</i> Geometría de una DRA en forma de anillo _____	54
<i>Figura 55.</i> Geometría de una DRA anillo con un cortocircuito en su interior _____	55
<i>Figura 56.</i> Geometría de un disco metálico sobre una DRA anillo _____	55
<i>Figura 57.</i> Geometría de una DRA anillo y una DRA cilíndrica sectorizadas _____	56
<i>Figura 58.</i> Geometría de la DRA elíptica _____	56
<i>Figura 59.</i> Geometría de la DRA cónica y de la DRA cónica cortada _____	57
<i>Figura 60.</i> Geometría de una DRA rectangular con muesca _____	57
<i>Figura 61.</i> Geometría de una DRA con dos aristas cortadas _____	58
<i>Figura 62.</i> Geometría de una DRA cruzada _____	58
<i>Figura 63.</i> Geometría de una DRA triangular cortada _____	59
<i>Figura 64.</i> Geometría de una DRA triangular _____	59
<i>Figura 65.</i> Geometría de una DRA en forma de tetraedro truncado _____	59
<i>Figura 66.</i> Geometría de una DRA escalonada _____	60
<i>Figura 67.</i> DRA escalonadas invertidas en rectangular y circular _____	60
<i>Figura 68.</i> Geometría de un monopolo y una DRA en forma de anillo _____	61
<i>Figura 69.</i> DRA cilíndrica alimentada por una ranura circular _____	62
<i>Figura 70.</i> DRA cilíndrica alimentada con una ranura en forma de U _____	62
<i>Figura 71.</i> DRAs alimentadas con una línea microstrip _____	63
<i>Figura 72.</i> DRAs rectangulares con modo dual _____	64
<i>Figura 73.</i> DRA cilíndrica con cavidad inferior _____	64
<i>Figura 74.</i> DRAs con huecos de aire _____	65
<i>Figura 75.</i> DRA con forma de anillo alimentada con una sonda en el centro _____	66
<i>Figura 76.</i> Aumento de ancho de banda usando dos DRAs _____	67
<i>Figura 77.</i> DRAs apiladas _____	68
<i>Figura 78.</i> DRAs cilíndricas embebidas _____	68
<i>Figura 79.</i> DRA cargada con antena monopolo _____	69
<i>Figura 80.</i> DRA rectangular con una muesca _____	70
<i>Figura 81.</i> Modelo equivalente de una DRA con una muesca usando Teoría de Imágenes _____	70
<i>Figura 82.</i> DRAs escalonadas _____	71

<i>Figura 83.</i> DRA cónica y DRA cónica cortada	71
<i>Figura 84.</i> DRA tetraédrica invertida	72
<i>Figura 85.</i> Geometría de una DRA delgada de dos segmentos	73
<i>Figura 86.</i> Geometría de una antena tag RFID curvada en la banda dual en el espacio libre	75
<i>Figura 87.</i> Diagrama de radiación de una antena tag RFID planar en la banda dual en el espacio libre para diferentes planos	76

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla I.</i> Comparación de la frecuencia de resonancia de una esfera dieléctrica aislada y una DRA semiesférica _____	19
<i>Tabla II.</i> Diseño de un resonador cilíndrico para resonar a 10 GHz con $\epsilon_r = 15$ _____	35
<i>Tabla III.</i> Frecuencias de resonancia (en GHz) para diferentes relaciones de a/h _____	36
<i>Tabla IV.</i> Frecuencia de resonancia en GHz para diferentes constantes dieléctricas _____	37
<i>Tabla V.</i> Parámetros de diseño de la antena _____	39
<i>Tabla VI.</i> Efectos de un hueco de aire en una DRA rectangular alimentada por sonda _____	65

1. INTRODUCCIÓN

En este trabajo se analizan las características y aplicaciones de las antenas resonadoras dieléctricas (DRA). Se estructurará pues, de manera que todos los puntos que se tratarán a continuación queden expuestos de forma clara y concisa, según se avanza.

De este modo, el primer punto será una introducción a las antenas dieléctricas, donde se analiza cómo surgieron, las prestaciones que nos ofrecen dichas antenas y las aplicaciones más extendidas.

Para conocer con más detalles estos dispositivos, se pasará a estudiar las diferentes geometrías básicas que pueden adoptar, analizando las posibilidades de cada una y llevando a cabo, a su vez, una comparación entre las mismas. Derivando de estas formas, se hará un estudio de otras posibles geometrías que ampliará las características estudiadas hasta entonces.

En el capítulo 4 se describirán métodos de mejora de ancho de banda para todas las geometrías explicadas anteriormente.

Finalmente, se hablará de las aplicaciones que tendrán estas antenas en un futuro y se concluirá con un resumen destacando los puntos más importantes de este estudio realizado.

Del estudio se deduce que las DRAs son antenas muy eficientes, con bajas pérdidas y un tamaño compacto.

2. INTRODUCCIÓN A LAS ANTENAS DIELECTRICAS

2.1 HISTORIA

Un resonador dieléctrico (DR) es un componente electrónico que presenta una resonancia para un cierto rango estrecho de frecuencias, generalmente en la banda de microondas. Los inicios de las investigaciones de estos elementos, se atribuyen a Richtinger, quien por primera vez, en 1939 [1], demostró teóricamente los resonadores de microondas en forma de esferas y toroides dieléctricos no metalizados. Sus modos fueron analizados por primera vez a principios de los años 60, en esta ocasión por A.Okaya y L.F.Barash [2]. El desarrollo de materiales cerámicos de bajas pérdidas a finales de los años 60 permitió usar dichos resonadores dieléctricos como elementos de bajas pérdidas y elevado factor de calidad, para aplicaciones circuitales, como filtros y osciladores, ofreciendo una alternativa más compacta que un resonador con cavidad de guía de onda y una tecnología más favorable para la integración de circuitos impresos [3-5]. Para las aplicaciones circuitales, se suelen emplear resonadores dieléctricos con formas cilíndricas y constante dieléctrica relativamente alta ($\epsilon_r \geq 35$), manteniendo la forma compacta. Los resonadores dieléctricos son normalmente protegidos, insertándolos en una cavidad metálica, para

evitar la radiación y así, mantener un factor de calidad alto, el cual es necesario para el diseño de filtros y osciladores.

Si eliminamos la protección metálica y con la alimentación adecuada excitamos el modo deseado, los resonadores dieléctricos pueden convertirse actualmente en radiadores verdaderamente eficientes. Gracias a causa de su baja constante dieléctrica, la radiación producida se puede mantener por encima de una banda relativamente amplia de frecuencias. El estudio de los resonadores dieléctricos como antena comenzó a principios de los años 80 con el estudio más detallado de las características de las formas cilíndrica, rectangular y semiesférica, llevado a cabo por Long, McAllister y Shen [6-8]. El análisis de sus modos resonantes, los diagramas de radiación, y los métodos de excitación fueron diseñados para que estos resonadores dieléctricos pudieran ser usados como antenas y ofrecieran una alternativa atractiva a los radiadores tradicionales de baja ganancia. En esta misma década, también vio la luz una demostración del primer array lineal de DRAs, cuyos autores fueron Birand y Gelsthope [9]; así como el primer array planar, llevado a cabo por Haneishi y Takazawa [10].

A principios de los años 90, la investigación se centró en implementar varios mecanismos de alimentación para excitar las DRAs. También se desarrollaron técnicas analíticas o numéricas para determinar la impedancia de entrada y el factor de calidad. La atención se centró en los elementos individuales. Los estudios más significativos fueron llevados a cabo por dos equipos de investigación: uno de ellos fue dirigido por Kishk, Glisson y Junker; y el otro equipo por Luk y Leung. Todos estos trabajos sobre el comportamiento de los elementos DRA básicos, fue resumido por Mongia y Bhartia en 1994 [11], quienes también propusieron estandarizar la nomenclatura y proporcionaron un conjunto de ecuaciones simples para predecir la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de varias formas de DRA.

A mediados de 1990, la mayor atención se centró en los arrays de DRAs lineales y planares. Se desarrolló desde un array simple de dos elementos, hasta un phased arrays planos con más de 300 elementos y capacidad de apuntamiento electrónico. En este periodo también fue propuesto el empleo de las antenas resonadoras de ferrita, DRAs operando a 40 GHz, y DRAs con cerca del 40% de ancho de banda de impedancia. Algunos de los avances recientes, fueron perfilados por Petosa en 1998 [12].

Desde finales de los años 90 muchos investigadores se han sumado al estudio de las antenas dieléctricas, y cada año crece el número de publicaciones. El interés se ha centrado en el desarrollo de diseños compactos para aplicaciones portátiles radio, y en nuevas formas de DRA o antenas híbridas para aumentar el ancho de banda y alcanzar los requisitos para la banda ancha emergente o sistemas de banda ultra ancha (UWB).

2.2 CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES

Basándonos en los resultados de las investigaciones más recientes sobre las formas básicas de DRAs y considerando que generalmente son aplicables al resto de DRAs, podemos concluir las siguientes características como las más destacadas:

- El tamaño de la DRA es proporcional a $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia de resonancia, y ϵ_r es la constante dieléctrica del material.
- La frecuencia de resonancia y el factor de radiación estarán también afectados por la relación de aspecto de la DRA para una constante dieléctrica fija, permitiendo añadir flexibilidad al diseño.
- Seleccionando un material dieléctrico con bajas pérdidas, se puede mantener una alta eficiencia de radiación en la banda de ondas milimétricas, debido a una ausencia de ondas de superficie, y a unas pérdidas de conductor mínimas.
- Puede ser usado un amplio rango de constantes dieléctricas (desde más o menos 8 hasta por encima de 100), permitiendo al diseñador que tenga el control del tamaño físico de la DRA y su ancho de banda.
- Las DRAs pueden ser diseñadas para operar en un amplio rango de frecuencias. Se pueden encontrar diseños publicados operando desde 1.3 GHz hasta 40 GHz.
- Para excitar de manera eficiente las DRAs se pueden usar varios mecanismos de alimentación, incluyendo sondas, ranuras o slots, líneas microstrip, guías de imagen dieléctrica, y líneas de guía de onda coplanar. Estas alimentaciones facilitan la integración con varias tecnologías existentes.
- Pueden ser excitados varios modos en el interior de la DRA, algunos con un diagrama de radiación similar a un dipolo corto eléctrico o magnético, produciendo un dibujo de radiación broadside u omnidireccional para cubrir diferentes requisitos.

Una de las principales ventajas de las DRA es su alto grado de flexibilidad y diversidad, que permite diseños que se ajustan a los requerimientos físicos o eléctricos necesarios para una gran variedad de aplicaciones de comunicaciones. La contrapartida es el incremento de la complejidad asociada a la fabricación de las DRAs.

En algunos casos puede ser necesario perforar el resonador para implementar ciertos tipos de alimentación (como sondas), y las DRAs tienen que ser ancladas al plano de masa o al sustrato. Comparando con las antenas de circuito impreso, la fabricación de las DRAs es generalmente más compleja y más costosa, especialmente para aplicaciones de arrays. Sin embargo, para un gran volumen de producción, las diferencias de coste no son significativas, ya que la economía de escala y la automatización permiten reducir considerablemente los costes de fabricación. Habrá también aplicaciones en las que el coste sea secundario, ya que las DRAs podrán proporcionar soluciones que no ofrecen otros elementos de radiación.

2.3 APLICACIONES DE LAS ANTENAS DIELECTRICAS

Las antenas resonadoras dieléctricas (DRAs) son antenas miniaturizadas de cerámica u otros materiales para frecuencias de microondas. Las DRA son fabricadas con materiales dieléctricos de bajas pérdidas y son montadas típicamente sobre planos de masa. Sus características de radiación son una función del modo de operación excitado en la DRA. Las DRA ofrecen ventajas sobre otras antenas, como un tamaño pequeño, eficiencia de radiación alta, y esquemas de alimentación simples. El ancho de banda puede ser controlado mediante la elección de la constante dieléctrica, y los parámetros de geometría del resonador. Las DRA pueden también ser fabricadas con diferentes configuraciones, haciendo formas más estéticas.

Estos resonadores son útiles para los equipos de comunicación que se encuentran conectados con filtros, osciladores de bajo ruido, y otros circuitos. Debido al incremento de la demanda para el intercambio de información vía comunicación inalámbrica, se incrementa la necesidad de sistemas de comunicación de microondas. Estos dispositivos usados en un campo de comunicaciones inalámbricas, tienden a tener un tamaño pequeño y una capacidad alta.

Los resonadores dieléctricos se usan en algunos circuitos, como filtros, osciladores, triplexores, pero particularmente en circuitos de microondas, para concentrar los campos eléctricos. Los resonadores dieléctricos tienen un buen comportamiento como osciladores y filtros debido a que presenta un factor de calidad alto y una estabilidad de frecuencia buena.

2.3.1 FILTROS

El uso de resonadores dieléctricos en filtros de microondas resulta una reducción significativa de tamaño y masa, mientras que mantiene un rendimiento comparable con el de un filtro de guía de onda sin resonador dieléctrico. El resonador formado con el material dieléctrico cuya constante dieléctrica sea más alta, concentrará los campos eléctricos dentro de un espacio más pequeño.

Debido a las características superiores de funcionamiento de los resonadores dieléctricos, se ha extendido su uso, particularmente en filtros pasa-banda sumamente selectivos. Los filtros resonadores dieléctricos son una clase de filtros estables de microondas que se usan frecuentemente en radares y sistemas de comunicación. Un filtro resonador dieléctrico típico consiste en un disco resonador cerámico montado de un modo particular dentro de una cavidad de metal. Los resonadores dieléctricos son utilizados a menudo en filtros por tener intrínsecamente un valor alto de factor de calidad. Además, el resonador operando en una frecuencia particular, puede ser ajustado sobre un

ancho de banda estrecho. Dicho ajuste de frecuencia se debe lograr sin afectar al valor del factor de calidad.

Un filtro implementado con un resonador dieléctrico ofrece una estabilidad de frecuencia excelente para una amplia gama de temperaturas y condiciones ambientales. A diferencia de los filtros metálicos, ceden poca impedancia externa a los campos eléctricos cuando se opera en los modos deseados. Los campos eléctricos de un resonador dieléctrico están contenidos dentro de la estructura del resonador en los modos de operación deseados. Los campos magnéticos de un resonador dieléctrico se extienden más allá de los límites de la estructura del resonador y de la cavidad del filtro en el cual los resonadores estén contenidos. Estos campos magnéticos pueden ser usados para proveer la situación del enganche magnético entre dos resonadores dieléctricos adyacentes.

Los resonadores dieléctricos empleados en los filtros pueden excitar una variedad de modos, como son los modos TE, TM y HEM (electromagnético híbrido). Un modo es una configuración de un campo correspondiente a una frecuencia de resonancia del sistema. En un circuito resonador dieléctrico típico, el modo resonante fundamental, es decir, el campo que tiene la frecuencia más baja, es el modo de campo eléctrico transversal (TE). Los filtros que usan resonadores y excitan el modo dual híbrido muestran una respuesta simétrica pasa-banda. Para filtros resonadores dieléctricos, el tamaño de la cavidad puede ser reducido significativamente si el montaje del resonador se produce a la largo de una pared baja de la cavidad que si se sitúa en el centro.

2.3.2 OSCILADORES

Los osciladores dieléctricos se consideran componentes electrónicos resonantes para cierto rango estrecho de frecuencia, generalmente en la banda de microondas. Por ello, se consideran componentes importantes para los circuitos de comunicaciones en dicha banda. La forma de resonancia que presentan es similar a la que se produce en el hueco metálico de una guía de ondas, excepto en el contorno que es definido por un cambio grande de permitividad, más bien que por un conductor. Los resonadores dieléctricos consisten generalmente en un disco cerámico con una constante dieléctrica alta y un factor de disipación bajo. La frecuencia de resonancia viene determinada, en general, por las dimensiones físicas del disco y por la constante dieléctrica del material.

Los osciladores resonadores dieléctricos (DRO) se emplean extensamente hoy en día en misiles, radares y sistemas de comunicación, por lo que los DRO representan la fuente de energía básica de sistemas de microondas. Los DRO encuentran uso, por tanto, en el ámbito militar y en

aplicaciones comerciales. Estos elementos se caracterizan por tener un bajo ruido de fase, tamaño compacto, frecuencia estable con la temperatura, facilidad de integración con otros circuitos híbridos MIC, construcción simple, capacidad de soportar condiciones desfavorables, bajo coste y alta rentabilidad. Generalmente, en estos sistemas, el DRO es usado para generar una frecuencia la cual se almacena en un oscilador de referencia dentro de un circuito de lazo cerrado por fase.

Estas características hacen que los DRO sean una opción óptima tanto para osciladores fundamentales, que consisten esencialmente en un dispositivo activo y un elemento pasivo resonante que determina la frecuencia; como para las fuentes de los osciladores que son cerrados en fase para ciertas frecuencias, como por ejemplo los osciladores de cristal.

Hay dos categorías para los osciladores fijos:

- Realimentación serie y
- Realimentación paralela

En el caso de la realimentación serie la ganancia del transistor debe ser alta, ya que el enganche del resonador con la línea microstrip no es muy fuerte y además, el emisor no puede ser conectado directamente al potencial de tierra. Por lo tanto, la configuración de realimentación paralela es una buena elección.

La realimentación positiva sumamente selectiva entre la base y el colector del transistor es usada para crear osciladores estables. Esto se consigue alimentando la señal de entrada con la parte de atrás de la señal de salida. Hay dos condiciones de oscilación:

- 1) Cambio de fase en circuito abierto se produce en $2\pi n$ $n=0,1,2 \dots$
- 2) La ganancia de la señal en circuito abierto debe ser superior a la unidad

El inicio de un oscilador de ganancia de lazo es mayor que el inicio de un oscilador con fase $2\pi n$. Como los niveles de señal de ruido aumenten, existe una limitación y se alcanza la condición estable.

Los osciladores de microondas son usados en sistemas de transmisión y más particularmente, cerca de la antena para llevar a cabo una transposición entre una banda de frecuencia intermedia y una banda de frecuencia de transmisión. En circuitos de comunicación, la señal del oscilador local (LO) debe mostrar un ruido bajo de fase, correspondiente a una inestabilidad de fase arbitraria de una señal, encontrando las exigencias de señal del esquema de modulación digital usado en un sistema de comunicaciones. La señal también debe mantener los requerimientos de la tasa de error de bit (BER). Los osciladores resonadores dieléctricos (DRO) son muy populares en dispositivos

de radiofrecuencia (RF) o en campos eléctricos de microondas. Estos osciladores son empleados típicamente en sistemas de comunicación, sistemas radar, sistemas de navegación y otros sistemas transmisores y/o receptores de señal. Su popularidad ha sido atribuida a su alto factor de calidad, bajas pérdidas y el tamaño adecuado para diferentes aplicaciones en RF y microondas.

La frecuencia de oscilación de un oscilador resonador dieléctrico depende de las dimensiones y de las propiedades electromagnéticas de su entorno.

3. ANTENAS DIELECTRICAS BÁSICAS Y TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN

Existen tres formas básicas de DRA: semiesférica, cilíndrica y rectangular.

La DRA semiesférica fue la primera configuración estudiada a partir de soluciones analíticas que definían varios modos de configuración. A partir de dichas soluciones es posible predecir la frecuencia de resonancia, el factor de radiación, así como el modelo de radiación. El mecanismo de alimentación, puede determinar la impedancia de entrada.

La DRA semiesférica tiene unas características limitadas en la práctica debido a la carencia de libertad en la elección de los parámetros a diseñar, y por consiguiente, la dificultad que conlleva su fabricación.

La DRA cilíndrica ofrece mayor flexibilidad de diseño. En esta configuración, la relación radio/altura controla el valor de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad. Por tanto, debido a las variaciones de las dimensiones de la DRA, podemos modificar los valores de los parámetros citados anteriormente. Además, es posible excitar diferentes modos para conseguir un modelo de radiación broadside u omnidireccional. Su fabricación presenta menor dificultad comparándola con la DRA semiesférica.

La DRA rectangular es la configuración con mayor flexibilidad de diseño ya que ofrece dos grados de libertad: relación longitud/anchura y relación profundidad/anchura. Debido a la posibilidad de elección del valor para los dos grados de libertad, dada una constante dieléctrica y una frecuencia de resonancia, se obtienen diferentes valores del factor de calidad. Esta característica, ofrece al diseñador mayores opciones para adaptar la DRA a aplicaciones particulares.

3.1 FORMA ESFÉRICA

Como se muestra en la *Figura 1*, la geometría de una DRA semiesférica, consiste en un material con una constante

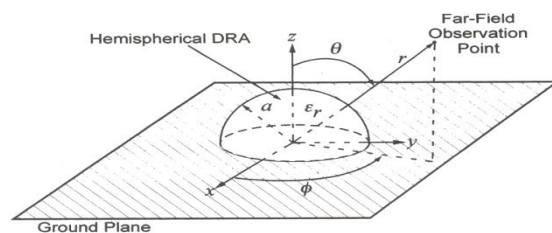


Figura 1. Antena resonadora dieléctrica semiesférica

dieléctrica ϵ_r y un radio a .

En 1960, se estudiaron los modos electromagnéticos resonantes de esferas dieléctricas en el espacio libre [13]. Considerando la DRA semiesférica colocada sobre un conductor perfecto de extensión infinita, se puede aplicar la Teoría de Imágenes para equiparar dicha DRA semiesférica de radio a con una esfera dieléctrica aislada con el mismo radio.

Los modos de una esfera dieléctrica pueden ser divididos en modos transversales eléctricos (TE) y modos transversales magnéticos (TM). Los modos TE se caracterizan por tener un nulo en la componente radial del campo eléctrico ($E_r = 0$). Por otra parte, los modos TM se caracterizan por tener un nulo en la componente radial del campo magnético ($H_r = 0$).

El modo fundamental de una DRA es el TE_{111} , cuyo diagrama de radiación es similar al de un dipolo magnético corto dispuesto en horizontal. Igual interés presenta el modo TM_{101} cuyo diagrama de radiación es similar al de un monopolo eléctrico corto. En la *Figura 2* se muestran ejemplos de los diagramas de radiación descritos. Los tres subíndices que describen cada modo se corresponden con las variaciones del campo en las direcciones radial (r), azimutal (ϕ) y elevación (θ), considerando un sistema de coordenadas esféricas.

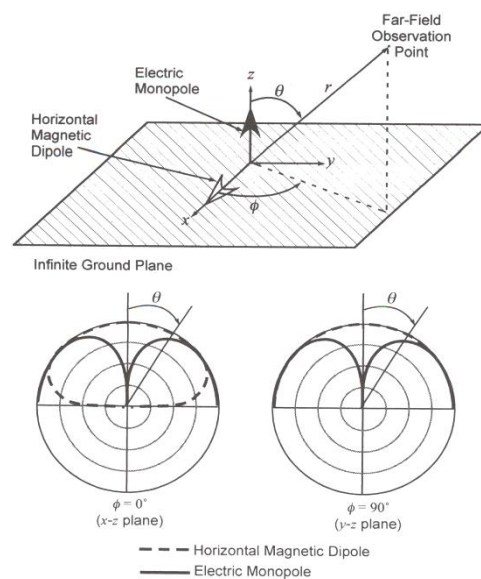


Figura 2. Diagramas de radiación ideales de las DRA en un plano de tierra infinito

La DRA puede ser excitada de manera eficiente con diferentes mecanismos de alimentación. En estudios recientes, la frecuencia de resonancia ha sido calculada aproximadamente, usando un modelo de pared magnética. Dicho método produce errores significativos en la predicción de la frecuencia para el modo deseado. Un método numérico en el plano complejo, es un método más fiable y preciso para el cálculo de la frecuencia de resonancia, el factor de calidad y los diagramas de radiación de diferentes modos.

Este tipo de DRA suele ser excitada empleando una sonda coaxial o una apertura practicada en el plano de masa.

MODO TE_{111}

El modo fundamental, es decir TE_{111} , es el modo de orden más bajo de una DRA semiesférica. Este modo, como ya se ha comentado, produce un diagrama de de

radiación en campo lejano similar al de un dipolo magnético corto horizontal, teniendo un elevado ancho de haz que presenta un máximo en la dirección broadside.

La frecuencia de resonancia y el factor de calidad para el modo TE₁₁₁ de una DRA semiesférica, pueden ser determinados resolviendo la siguiente ecuación característica:

$$\frac{J_{1/2}(\sqrt{\epsilon_r} k_0 a)}{J_{3/2}(\sqrt{\epsilon_r} k_0 a)} = \frac{H_{1/2}^{(2)}(k_0 a)}{\sqrt{\epsilon_r} H_{1/2}^{(2)}(k_0 a)} \quad (1)$$

donde $J(x)$ es la función de Bessel de primer orden, $H^{(2)}(x)$ es la función de Hankel de segundo orden, y k_0 es el número de onda en el espacio libre. La ecuación (1) es transcendental y la solución para k_0 es compleja. Una vez se obtiene k_0 , la frecuencia de resonancia se determina empleando:

$$f_{\text{GHz}} = \frac{4.7713 \text{Re}(k_0 a)}{a_{\text{cm}}} \quad (2)$$

donde la frecuencia de resonancia se expresa en GHz, y el radio en cm.

Una vez ha sido calculada la frecuencia de resonancia, se pueden obtener las corrientes de superficie modal y la distribución de campo cercano. Las líneas de campo de la distribución del campo eléctrico o magnético son importantes para identificar el modo, además, ayudan al diseñador en la elección del mecanismo de excitación apropiado [14]. Por ejemplo, las sondas de corriente eléctrica se acoplan a las líneas de campo eléctrico; las espiras de corriente eléctrica, se acoplan a las líneas de campo magnético. Puesto que las espiras de corriente eléctrica representan un problema de fabricación cuando se han de integrar en el interior del resonador dieléctrico, pueden ser sustituidos por una ranura estrecha practicada en el plano de masa. Para asegurar la excitación del modo requerido, la sonda debe estar situada a lo largo de las líneas de campo, donde la fuerza de campo es mayor.

En cuanto al factor de calidad, puede ser calculado como:

$$Q = \frac{\text{Re}(k_0 a)}{2\text{Im}(k_0 a)} \quad (3)$$

El valor de la parte real de $\text{Re}(k_0 a)$ puede ser obtenido de la siguiente expresión:

$$\text{Re}(k_0 a) = 2.8316 \epsilon_r^{-0.47829} \quad (4)$$

A su vez, el factor de calidad Q también puede ser determinado por:

$$Q = 0.08 + 0.796 \epsilon_r + 0.01226 \epsilon_r^2 - 3 \cdot 10^{-5} \epsilon_r^3 \quad (5)$$

Otra de las utilidades que ofrece el factor de calidad, es que puede ser usado para estimar el ancho de banda de impedancia fraccional de una antena:

$$BW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{s-1}{\sqrt{s}Q} \quad (6)$$

donde Δf es el ancho de banda absoluto, f_0 es la frecuencia de resonancia calculada en (2), y s es la máxima relación de onda estacionaria (ROE) aceptable (VSWR).

Si se asume que el material dieléctrico es un material de bajas pérdidas, la pérdida de potencia del resonador será debida a la radiación de potencia, por lo que el factor de calidad Q coincidirá con el factor de radiación Q_{rad} ($Q = Q_{rad}$).

DISEÑO DE UNA DRA SEMIESFÉRICA

Para determinar el radio y la constante dieléctrica de una DRA semiesférica con frecuencia de resonancia 10GHz y con un mínimo de ancho de banda de impedancia fraccional del 5% para un VSWR = 2, se pueden seguir los siguientes pasos:

Paso 1. Determinar el factor de calidad.

Partiendo de la ecuación (6), con $s = 2$ y $BW = 0.05$, obtenemos $Q = 14.14$.

Paso 2. Determinar la constante dieléctrica.

El valor de ϵ_r puede ser calculado de la expresión (5), para $Q = 14.14$. El resultado obtenido es $\epsilon_r = 14.5$.

Paso 3. Determinar $Re(k_0a)$

Usando la ecuación (4) obtenemos $Re(k_0a) = 0.788$.

Paso 4. Determinar el radio

Conocemos $f_{GHz} = 10\text{GHz}$, $Re(k_0a) = 0.788$, por tanto, sustituyendo en (2) el radio es $a = 0.38$.

El uso de la ecuación característica basada en el campo de una esfera aislada, proporciona una predicción bastante precisa de la frecuencia de resonancia de una DRA semiesférica construida sobre un plano de masa infinito. En la *Tabla I* vemos una comparación de la frecuencia de resonancia obtenida empleando la ecuación (2) y la frecuencia de resonancia medida. Podemos considerar que la similitud es elevada teniendo en cuenta que la ecuación (2) no considera el efecto de la alimentación.

ϵ_r	a (mm)	Excitación	f_o (GHz) teórica	f_o (GHz) medida	Diferencia Porcentaje	Referencia
8.9	2.54	Sonda	1.88	1.90	1.1%	[15]
9.8	1.25	Sonda	3.63	3.58	1.4%	[16]
16.0	1.25	Sonda	2.89	2.75	5.0%	[16]
30.0	1.25	Sonda	2.13	2.08	2.4%	[16]
9.5	0.82	Apertura	5.63	5.50	2.3%	[17]
9.5	1.25	Apertura	3.65	3.61	1.0%	[18]

Comparación de la Frecuencia de Resonancia de una Esfera Dieléctrica Aislada y una DRA Semiesférica

Tabla I

La impedancia de entrada de una estructura semiesférica puede ser calculada usando la función de Green, con una aproximación de un solo modo, y asumiendo una distribución de corriente sinusoidal en la sonda de alimentación. Las consecuencias de aplicar estas aproximaciones, son ciertas inexactitudes en los resultados obtenidos para la frecuencia de resonancia y la reactancia de entrada de la antena, comparándolas con las medidas, ya que no se considera la presencia física de la sonda.

El diagrama de radiación de campo lejano se puede calcular en términos de frecuencia de resonancia compleja del modo. Los diagramas de radiación de un modo particular, en términos de frecuencia compleja, se pueden usar como una medida pura del modo de excitación, debido a una comparación de ello con el diagrama de campo lejano calculado con una fuente de excitación real. El mecanismo de alimentación real excita otros modos de orden más alto no deseados, que distorsionan la distribución de campo y por lo tanto, afecta al cálculo de la impedancia de entrada y al diagrama de radiación de campo lejano. Así pues, tanto para el cálculo de los diagramas de radiación en campo lejano, como para el cálculo de la impedancia de entrada, deben ser considerados todos los modos de forma que se pueda hacer una predicción exacta de estas cantidades [19].

Para el cálculo de la impedancia de entrada de una DRA asimétrica, excitada por una sonda coaxial centrada o descentrada, se usa el modelo de Método de los Momentos (MoM). Esta técnica muestra resultados más favorables si se compara con las medidas de la impedancia de entrada. Esta técnica ha sido empleada para investigaciones críticas donde el DR es fabricado con materiales dieléctricos sólidos.

Dependiendo del modo de excitación, la antena debe producir un diagrama de radiación broadside o endfire. Para obtener el diagrama de radiación broadside debemos operar a frecuencias de resonancia del modo TE_{111} , así como elegir el tipo de excitación correcta y la orientación de la misma para este modo.

ALIMENTACIÓN MEDIANTE SONDA COAXIAL

La *Figura 3a* muestra el esquema de una DRA semiesférica excitada mediante una sonda coaxial. Se puede observar que la sonda coaxial es de longitud l , paralela al eje z y localizada en el interior del dieléctrico a una distancia b del centro del mismo.

La sonda tiene un radio a_0 , mucho menor que su longitud, y está conectada a un conductor externo a través de una línea de transmisión coaxial, de radio b_0 . Considerando el plano de masa infinito, se puede emplear la Teoría de Imágenes de forma que podemos eliminar el plano de masa y obtener el problema equivalente de una esfera dieléctrica completa, como muestra la *Figura 3b*. Se puede ver que la esfera dieléctrica completa queda excitada por un dipolo de alimentación de longitud $2l$, distancia del centro b y radio de la sonda a_0 .

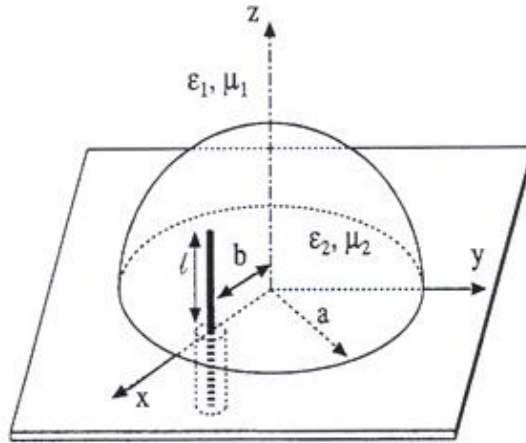


Figura 3a. Geometría de una DRA, excitada por una sonda

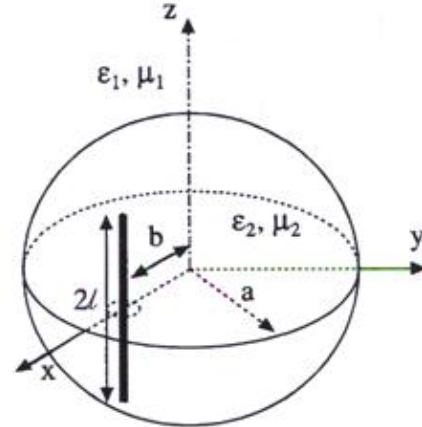


Figura 3b. Problema equivalente de una DRA excitada por una sonda, usando Teoría de Imágenes

Si el modo TE_{111} está excitado de forma correcta, el diagrama de radiación normalizado en campo lejano deberá ser casi independiente de la constante dieléctrica y del radio de la esfera. Como ejemplo, en la *Figura 4*, se muestra un diagrama de radiación de una DRA semiesférica excitada por una sonda coaxial, obtenidos de [20].

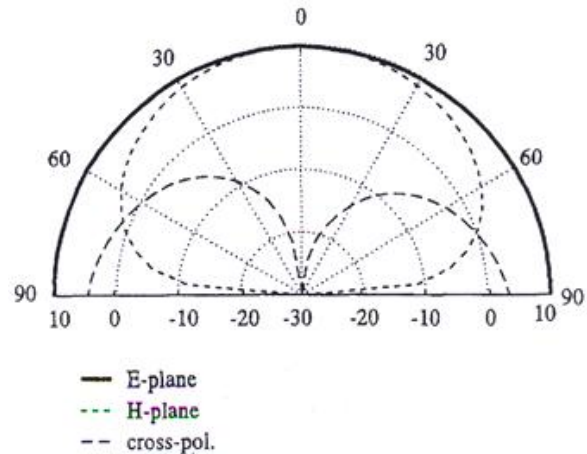


Figura 4. Diagrama de radiación para una DRA semiesférica, excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 1.52\text{cm}$, $a_0 = 0.075\text{cm}$, $b_0 = 0.25\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y $\tan \delta = 0.0038$ para $f = 1.835\text{GHz}$

La impedancia de entrada de la antena, calculada mediante diferentes métodos, así como los resultados de medida, están comparados en la *Figura 5*. Se

observa, que los resultados calculados y medidos muestran una discrepancia. Esto es debido a la presencia de un hueco muy pequeño de aire, entre el dieléctrico y el plano de masa [21].

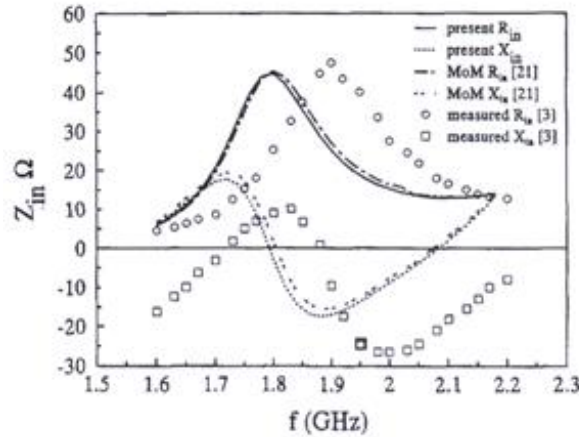


Figura 5. Impedancia de entrada de una DRA semiesférica, excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 1.52\text{cm}$, $a_0 = 0.075\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y $\tan \delta = 0.0038$ para $f = 1.835\text{GHz}$

La frecuencia de resonancia deducida a partir del cálculo de la impedancia de entrada, es menor que la frecuencia de resonancia calculada para un sistema de fuente libre. Esto es debido a la presencia del cable, que distorsiona la distribución de campo en el interior de la esfera dieléctrica. Para tener una visión del efecto, se muestra en la Figura 6 y en la Figura 7, la distribución de campo eléctrico cercano para diferentes cortes del plano. La longitud de las flechas representa la fuerza del campo [22], y los círculos, la intersección de la superficie de la esfera con el plano de corte.

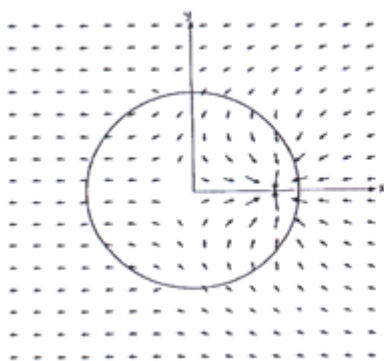


Figura 6a. Distribución de campo eléctrico cercano en el plano xy para $z = 0.8\text{cm}$, para una esfera excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 1.52\text{cm}$, $a_0 = 0.075\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y para $f = 1.835\text{GHz}$

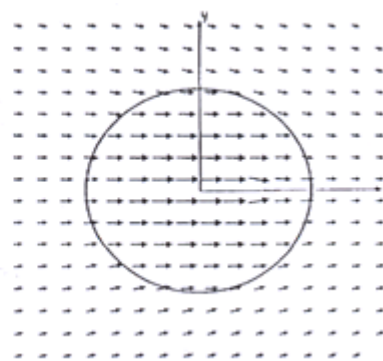


Figura 7a. Distribución de campo eléctrico cercano en el plano yz para $z = 0.8\text{cm}$, para una esfera excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 0.2\text{cm}$, $a_0 = 0.005\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y para $f = 1.835\text{GHz}$

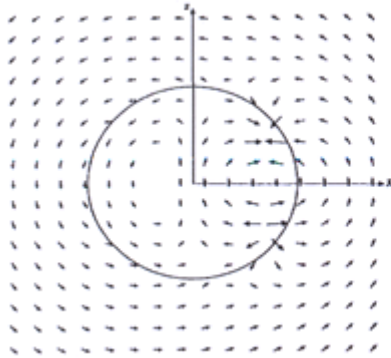


Figura 6b. Distribución de campo eléctrico cercano en el plano xz para $y = 0$, para una esfera excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 1.52\text{cm}$, $a_0 = 0.075\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y para $f = 1.835\text{GHz}$

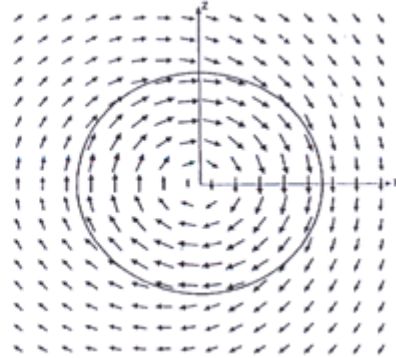


Figura 7b. Distribución de campo eléctrico cercano en el plano yz para $y = 0$, para una esfera excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 0.2\text{cm}$, $a_0 = 0.005\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y para $f = 1.835\text{GHz}$

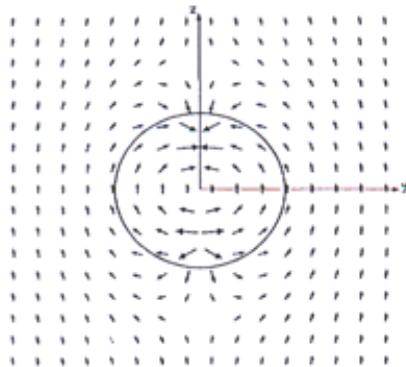


Figura 6c. Distribución de campo eléctrico cercano en el plano yz para $x = 1.74$, para una esfera excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 1.52\text{cm}$, $a_0 = 0.075\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y para $f = 1.835\text{GHz}$

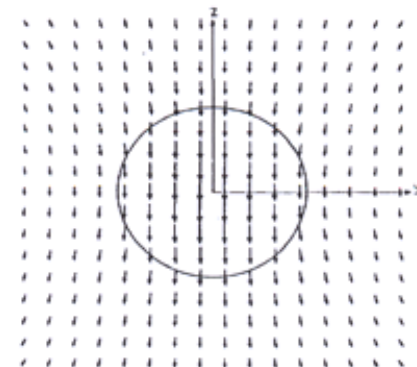


Figura 7c. Distribución de campo eléctrico cercano en el plano yz para $x = 1.74$, para una esfera excitada por una sonda con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.74\text{cm}$, $l = 0.2\text{cm}$, $a_0 = 0.005\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$ y para $f = 1.835\text{GHz}$

En la *Figura 8*, se muestra la frecuencia de resonancia en función del desplazamiento, b , para diferentes longitudes de la sonda y la misma frecuencia ($f = 1.835\text{ GHz}$, en este caso). Se observa que la resistencia de entrada aumenta mientras aumenta b hasta alcanzar un valor de pico, a partir del cual decrece. Los niveles de pico son proporcionales a la longitud de la sonda, y la situación del valor de pico se desplaza hacia valores más pequeños de b a medida que aumenta la longitud de la sonda. La reactancia de entrada disminuye cuando b aumenta, y el nivel relativo de la reactancia depende también de la longitud de la sonda.

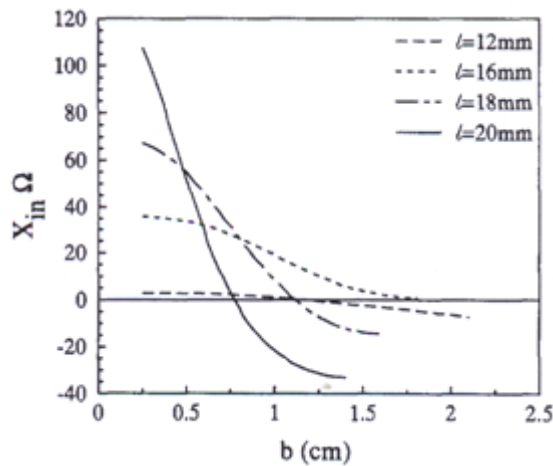


Figura 8a. Parte real, R_{in} , de la impedancia de entrada de una DRA semiesférica, excitada por una sonda coaxial, en función del desplazamiento del dipolo, b , con $a = 2.54\text{cm}$, $a_0 = 0.075\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$, y diferentes longitudes de sonda para $f = 1.835\text{GHz}$

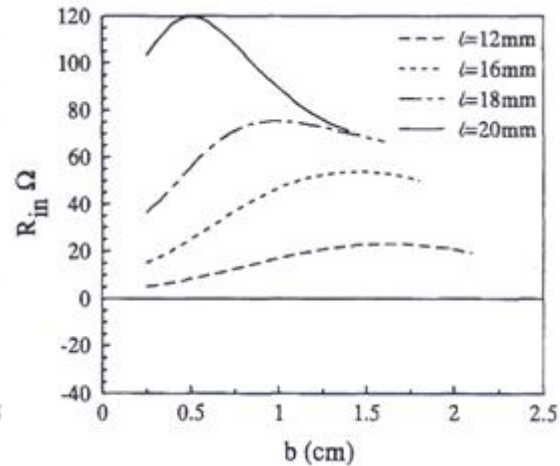


Figura 8b. Parte imaginaria, X_{in} , de la impedancia de entrada de una DRA semiesférica, excitada por una sonda coaxial, en función del desplazamiento del dipolo, b , con $a = 2.54\text{cm}$, $a_0 = 0.075\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$, y diferentes longitudes de sonda para $f = 1.835\text{GHz}$

Podemos observar en la Figura 9, que los cambios de situación de la sonda hacen variar la resistencia de entrada y la frecuencia de resonancia. La resistencia de entrada incrementa a medida que la sonda se aleja del centro de la esfera, y la frecuencia de resonancia disminuye hasta alcanzar el valor de pico de la resistencia de entrada para cierta posición de b (en este caso $b = 1.4$), a partir del cual empieza a disminuir mientras b incrementa y la frecuencia de resonancia de mantiene estable.

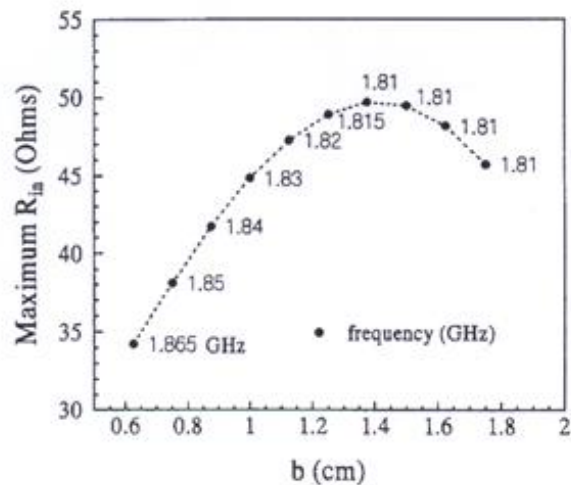


Figura 9. Máxima resistencia de entrada de una DRA semiesférica, excitada por una sonda, como función del desplazamiento, b , $a = 2.54\text{cm}$, $l = 1.52\text{cm}$, $a_0 = 0.005\text{cm}$, $\epsilon_r = 8.9$. La frecuencia correspondiente está representada en la gráfica

En la Figura 10 se puede ver una comparación entre la impedancia de entrada y la constante dieléctrica para diferentes longitudes de la sonda. La longitud eléctrica de la sonda varía a medida que cambia la constante dieléctrica, sin embargo, su longitud eléctrica es constante con respecto a la longitud de onda que se corresponde con la frecuencia de resonancia mostrada en la Figura 3. Las variaciones que

experimenta la impedancia de entrada al modificar la constante dieléctrica son similares a las observadas al modificar la posición de la sonda.

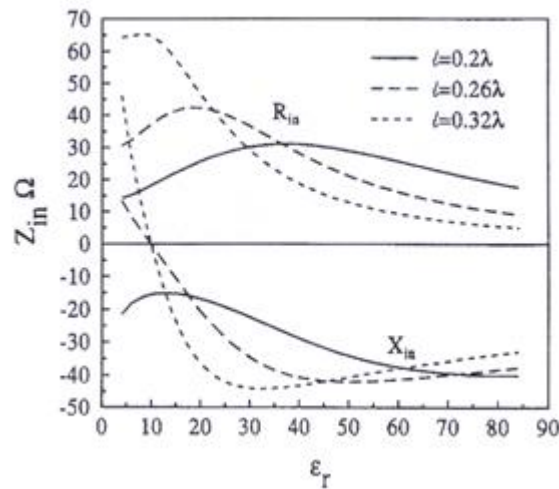


Figura 10. Impedancia de entrada de una DRA semiesférica excitada por una sonda, como función de la constante dieléctrica, con $a = 2.54\text{cm}$, $b = 1.5\text{cm}$, $a_0 = 0.005\lambda\text{cm}$, y diferentes longitudes de sonda.

Al variar únicamente la constante dieléctrica, los valores de la frecuencia de resonancia y de la impedancia de entrada cambiarán. Como vemos en la Figura 11 la impedancia de entrada incrementa con la constante dieléctrica. Podemos ver la impedancia de entrada conjuntamente con la constante dieléctrica y la frecuencia correspondiente a cada valor.

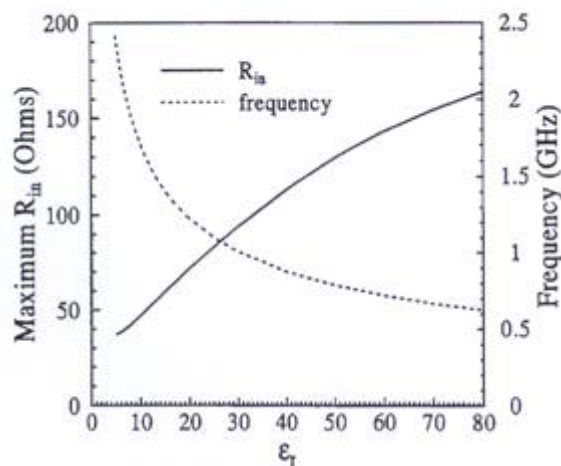


Figura 11. Máxima resistencia de entrada y la correspondiente frecuencia de una DRA semiesférica, excitada por una sonda, como función de la constante dieléctrica, $a = 2.54\text{cm}$, $l = 1.52\text{cm}$, $a_0 = 0.005\text{cm}$ y $b = 1.74\text{cm}$.

ALIMENTACIÓN MEDIANTE RANURA

La *Figura 12* muestra la configuración de una DRA semiesférica excitada por una ranura estrecha. La ranura tiene una anchura w , una longitud $2l$ y está practicada sobre el plano conductor, paralela al eje y y a una distancia b del centro de la esfera dieléctrica. La ranura es excitada mediante un generador colocado en su mismo plano y conectada a los puntos de alimentación centrales.

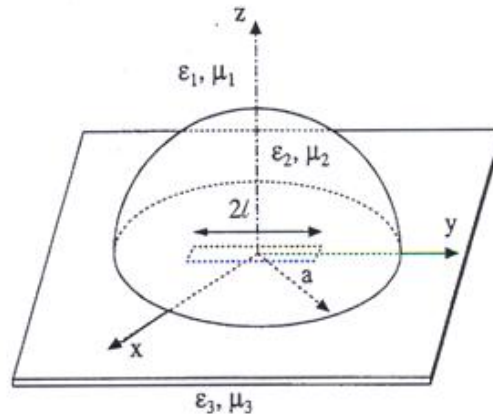


Figura 12. Geometría de una DRA semiesférica, excitada por una ranura.

Para simplificar la resolución del problema, aplicamos Teoría de Imágenes. El problema equivalente se muestra en la *Figura 13a* y *13b*. En la *Figura 13b* se aprecia la solución para la mitad superior de la esfera, de forma equivalente, en la *Figura 13a* se esquematiza el problema para la parte inferior de la esfera.

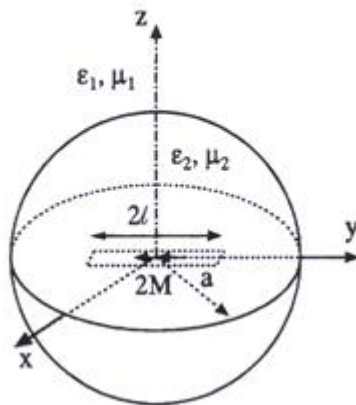


Figura 13a. Problema equivalente para la DRA semiesférica, excitada por una ranura, después de usar Teoría de Imágenes para la parte media superior

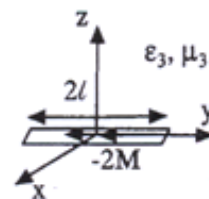


Figura 13b. Problema equivalente para DRA semiesférica, excitada por una ranura, después de usar Teoría de Imágenes para la parte media inferior

Considerando la ranura colocada paralela a la dirección del eje y , se asume que el campo eléctrico, E_s , en dicha ranura sigue la dirección del eje x , además, no varía a

lo largo del ancho de la ranura. Por lo tanto, la corriente magnética equivalente sigue la dirección de y y sólo varía en la dirección de y .

Se puede considerar que la excitación mediante ranura es dual al caso de alimentación mediante dipolo eléctrico, por tanto, es una fuente que acopla el campo magnético. La ranura debe ser colocada a lo largo de las líneas fuertes de campo magnético en el plano de masa. En la práctica, la ranura debe ser excitada por una fuente de corriente a lo largo de su anchura, o por una línea de transmisión situada debajo de la ranura. El análisis de excitación de la fuente de corriente es más simple de evaluar, ya que sólo requiere el uso de la función de Green en el espacio libre. La impedancia de entrada no variará en exceso ya que el material dieléctrico destinado a la ranura es el mismo.

Para excitar el modo TE_{111} a través de una ranura, esta debe estar centrada a lo largo del eje x o y . Como ejemplo, la *Figura 14*, muestra el diagrama de radiación de campo lejano para una DRA con $a = 2.975\text{cm}$, excitada mediante una ranura a lo largo de eje y con $2l = 5.0\text{cm}$, $w = 0.06\text{cm}$ y $\epsilon_r = 6.49$. El diagrama de radiación muestra una simetría idéntica alrededor del eje de la antena en ambos planos, lo que indica que el modo de orden cero no está excitado. Por el contrario, el diagrama de radiación debido a una excitación de dipolo muestra una pequeña asimetría debido a la presencia del modo de orden cero. Se puede concluir que el diagrama de radiación debido a la ranura excita un modo particular poco sensible a los parámetros de la antena, si la ranura se coloca en la posición correcta.

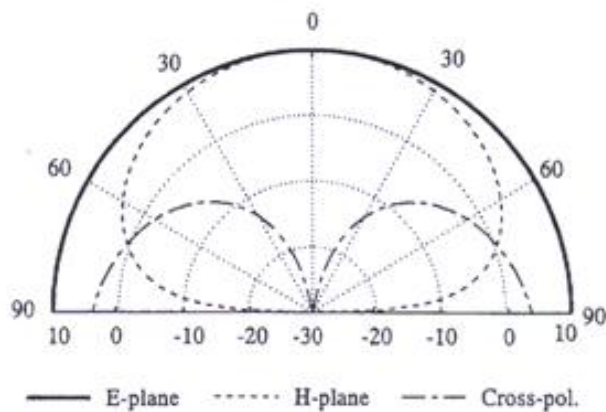


Figura 14. Diagrama de radiación de una DRA semiesférica, excitada por una apertura, con $a = 2.975\text{cm}$, $b = 0$, $2l = 5.0\text{cm}$, $w = 0.06\text{cm}$, $\epsilon_r = 6.49$, para $f = 1.375\text{GHz}$.

Basado en los mismos parámetros anteriores, se ha calculado la distribución de campo magnético para $f = 1.375\text{GHz}$. Como se ve en la *Figura 15*, la presencia de la ranura tiene un fuerte efecto en la distribución de campo, y afecta significativamente a la frecuencia de resonancia.

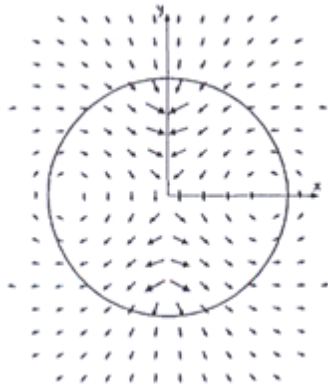


Figura 15a. Distribución del campo magnético cercano, en el plano xy, para $z = 0$

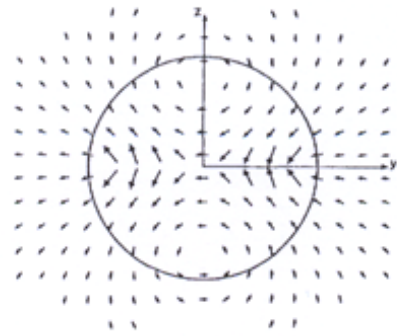


Figura 15b. Distribución del campo magnético cercano, en el plano yz, para $x = 0$

Siguiendo con los mismos parámetros de la antena de la *Figura 14*, la *Figura 16* muestra el valor de la frecuencia de resonancia calculado mediante dos métodos distintos, uno de ellos, se trata de un método numérico que usa la ecuación de superficie en todas las superficies de la antena [23].

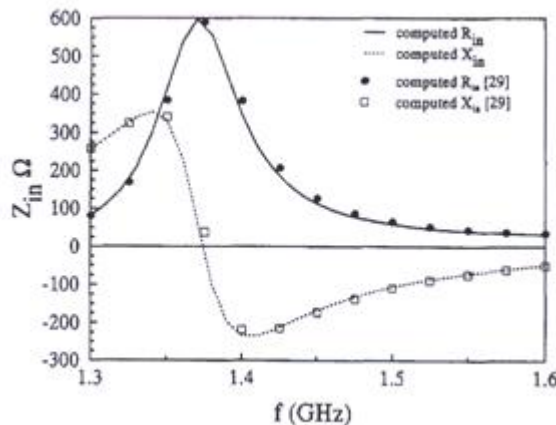


Figura 16. Cálculo de la impedancia de entrada de una DRA semiesférica, excitada por una ranura con $a = 2.975\text{cm}$, $b = 0$, $2l = 5.0\text{cm}$, $w = 0.06\text{cm}$, $\epsilon_{r2} = 6.49$ $\epsilon_{r3} = 1.0$

En la *Figura 17* se puede comprobar el efecto de la variación de la impedancia de entrada con la longitud de la ranura. A medida que la longitud de la ranura disminuye, el nivel de la impedancia también disminuye, y el pico de la resistencia de entrada cambia hacia frecuencias altas, aproximándose a la frecuencia de resonancia de fuente libre. La figura también muestra que la reactancia de la impedancia de entrada de la ranura más corta llega a ser inductiva, y mayor que la parte real de la impedancia de entrada. Por ello se deduce que la reactancia de la ranura tiene una fuerte influencia sobre la impedancia de entrada de la antena.

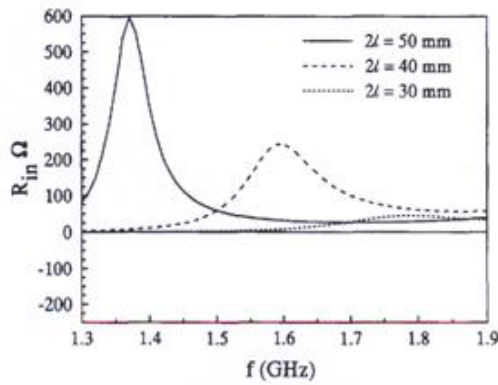


Figura 17a. Parte real, R_{in} , de la impedancia de entrada calculada, de una DRA semiesférica excitada por una apertura con $a = 2.975\text{cm}$, $b = 0$, $w = 0.06\text{cm}$, $\epsilon_{r2} = 6.49$ $\epsilon_{r3} = 1.0$, con diferentes longitudes

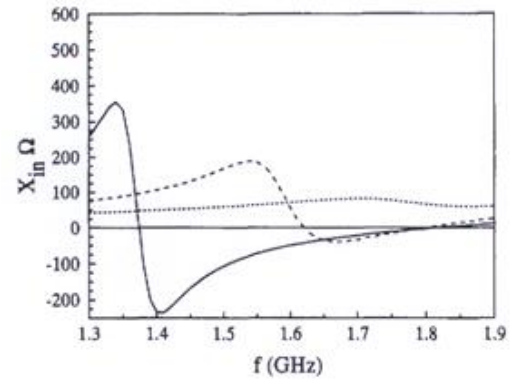


Figura 17b. Parte imaginaria, X_{in} , de la impedancia de entrada calculada, de una DRA semiesférica, excitada por una apertura con $a = 2.975\text{cm}$, $b = 0$, $w = 0.06\text{cm}$, $\epsilon_{r2} = 6.49$ $\epsilon_{r3} = 1.0$ con diferentes longitudes

En la Figura 18 se muestra la impedancia de entrada de la antena para diferentes valores de ϵ_r . Se demuestra que la frecuencia de resonancia disminuye con el incremento de la permitividad. Si consideramos la frecuencia de resonancia de una cierta estructura f_1 , con una constante dieléctrica ϵ_{r1} , la frecuencia de resonancia cambiará por un factor igual a $(\epsilon_{r1} / \epsilon_{r2})^{1/2}$, para la misma estructura con una constante dieléctrica ϵ_{r2} . Cabe destacar, que el ancho de banda es inversamente proporcional a la constante dieléctrica.

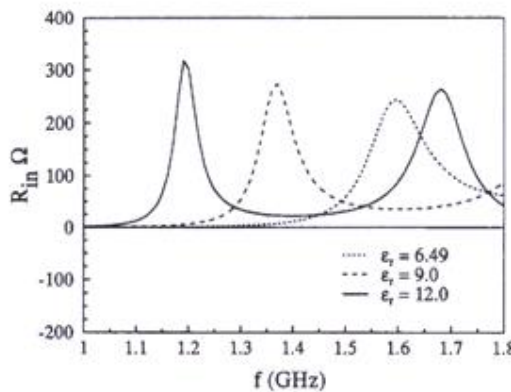


Figura 18a. Parte real, R_{in} , de la impedancia de entrada calculada, de una DRA semiesférica excitada por una apertura con $a = 2.975\text{cm}$, $b = 0$, $w = 0.06\text{cm}$, $2l = 5.0\text{cm}$ $\epsilon_{r3} = 1.0$, con diferentes constantes dieléctricas ϵ_{r2}

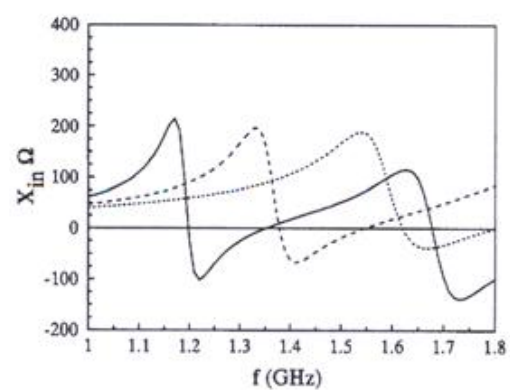


Figura 18b. Parte imaginaria, X_{in} , de la impedancia de entrada calculada, de una DRA semiesférica, excitada por una apertura con $a = 2.975\text{cm}$, $b = 0$, $w = 0.06\text{cm}$, $\epsilon_{r2} = 6.49$ $\epsilon_{r3} = 1.0$ con diferentes constantes dieléctricas, ϵ_{r3}

Como ocurre en la excitación por sonda, en la Figura 19 vemos que la resistencia de entrada aumenta a medida que aumenta la constante dieléctrica, y a su vez, la frecuencia de resonancia disminuye.

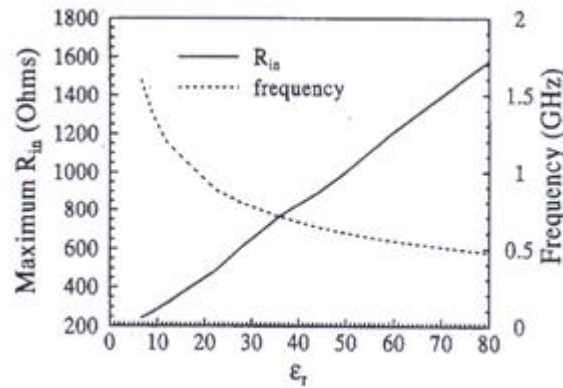


Figura 19. Resistencia de entrada máxima y la correspondiente frecuencia de una DRA semiesférica, excitada por una ranura, con $a = 2.975\text{cm}$, $b = 0$, $2l = 4.0\text{cm}$, $w = 0.06\text{cm}$, $\epsilon_{r2} = 9$ y $\epsilon_{r3} = 1.0$

MODO TM_{101}

El modo TM_{101} es comparable con una antena monopolo eléctrico corto. Este modo puede ser excitado a través de una sonda localizada en el centro de la DRA ($a = 0$) [24]. Como ocurre en el modo TE_{111} , la frecuencia de resonancia y el factor de radiación pueden ser determinados resolviendo la ecuación transcendental:

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r} k_0 a} - \frac{J_{1/2}(\sqrt{\epsilon_r} k_0 a)}{J_{3/2}(\sqrt{\epsilon_r} k_0 a)} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{k_0 a} - \sqrt{\epsilon_r} \frac{H_1^{(2)}(k_0 a)}{H_3^{(2)}(k_0 a)} \quad (7)$$

Una vez se obtiene k_0 , se pueden usar (2) y (3) para determinar la frecuencia de resonancia y el factor de calidad, respectivamente.

La frecuencia de resonancia de este modo es aproximadamente un 40% superior que la frecuencia de resonancia del modo TE_{111} , para una DRA de radio y constante dieléctrica conocidos. El factor de calidad será menor para TM_{101} si $\epsilon_r < 45$, por el contrario, si $\epsilon_r > 45$ el modo TE_{111} tendrá un factor de calidad menor.

De forma análoga al modo TE_{111} , para el modo TM_{101} es posible calcular el valor de $\text{Re}(k_0 a)$ mediante:

$$\text{Re}(k_0 a) = 4.47226 \epsilon_r^{-0.505} \quad (8)$$

Y el factor de calidad, bajo las siguientes condiciones:

- Si $\epsilon_r \leq 20$:

$$Q = 0.723 + 0.9324 \epsilon_r - 0.0956 \epsilon_r^2 + 0.00403 \epsilon_r^3 - 5 \cdot 10^{-5} \epsilon_r^4 \quad (9)$$

- Si $\epsilon_r \geq 20$:

$$Q = 2.621 + 0.574 \epsilon_r + 0.02812 \epsilon_r^2 + 2.59 \cdot 10^{-4} \epsilon_r^3 \quad (10)$$

3.2 FORMA CILÍNDRICA

La DRA cilíndrica está caracterizada por una altura h , un radio a y una constante dieléctrica ϵ_r , como muestra la Figura 20. Esta forma ofrece un grado más de libertad que la forma semiesférica. La

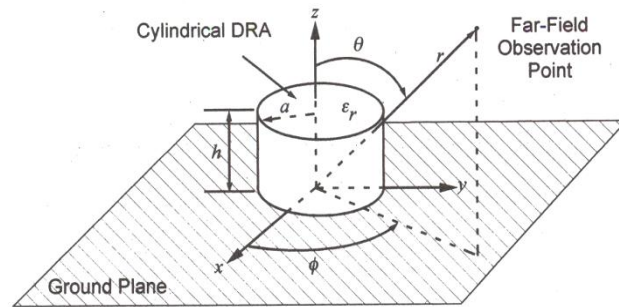


Figura 20. Geometría de una DRA cilíndrica

relación a/h determina $k_0 a$ y el factor de calidad para una constante dieléctrica dada. Por tanto, una DRA cilíndrica con un valor alto de h , puede ser fabricada para la misma frecuencia para un valor menor de h y diferente radio a , sin embargo, el factor de calidad para ambos resonadores variará. Esto permite al diseñador más flexibilidad de diseño, ya que no tiene una sola frecuencia de resonancia y un factor de calidad para un radio y una constante dieléctrica dada, por modo. Con una DRA cilíndrica se puede elegir la relación de aspecto del resonador para realizar el mejor diseño de frecuencia y ancho de banda.

La forma cilíndrica para resonadores dieléctricos se ha empleado en circuitos durante varios años. Es óptima para filtros y osciladores debido a su alto factor de calidad y a su tamaño compacto, especialmente en tecnología microstrip, donde la cavidad resonante de las guías de onda no es práctica.

El resonador dieléctrico cilíndrico tiene la posibilidad de radiar eficientemente en el rango de 100-300 GHz para aplicaciones que requieran operar de forma precisa. Anteriormente se usaban los cilindros dieléctricos de alta permitividad (constantes relativas del orden de 100-300), como cavidades resonantes [25, 26]. El cilindro ha sido estudiado como un mecanismo de almacenamiento de energía. Puesto que las paredes no son metálicas, los campos electromagnéticos radian más allá de los límites de la cavidad, por ello, se ha estudiado como un radiador. Los campos de radiación, dependen de las dimensiones del cilindro para el uso de materiales de constantes dieléctricas bajas ($5 \leq \epsilon_r \leq 20$).

Los modos de un resonador dieléctrico cilíndrico se pueden dividir dentro de tres tipos: modos TE, modos TM y modos híbridos, llamados HE si la componente dominante es E_z , o EH si la componente dominante es H_z . Los modos TE y TM son axialmente simétricos, es decir, no tienen dependencia acimutal, mientras que los modos híbridos tienen una dependencia en azimut.

Los modos más comúnmente usados para aplicaciones de radiación son el modo $TM_{01\delta}$, $TE_{01\delta}$ y $HE_{11\delta}$. Los subíndices suscritos hacen referencia a las variaciones de campo en azimut (ϕ), radial (r) y axial (z), respectivamente, en coordenadas cilíndricas. Los valores que toma δ están entre cero y uno, adoptando un valor cercano a uno para valores altos de la constante dieléctrica.

El modo de radiación TM_{016} es semejante a un monopolo eléctrico corto, similar al modo TM_{101} de una DRA semiesférica; el modo TE_{016} radia como un monopolo magnético corto; y el modo HE_{116} , radia como un dipolo magnético corto horizontal, similar al modo TE_{111} de una DRA semiesférica [27].

A diferencia de la DRA semiesférica, no existen soluciones exactas para el campo de una DRA cilíndrica. El cálculo aproximado más común consiste en derivar los campos de un resonador dieléctrico cilíndrico para asumir que la componente z del campo magnético (H_z) es cero para todas las superficies paralelas al eje z (por ejemplo, una pared magnética o unas condiciones perfectas de circuito abierto), y que los campos tangencial eléctrico y tangencial magnético son continuos a lo largo de todas las superficies paralelas al eje z . Se asume que el campo exterior del resonador decae exponencialmente [28].

A continuación, se presentan para cada modo TM_{016} , TE_{016} y HE_{116} las ecuaciones para la frecuencia de resonancia y el factor de calidad. El modo dominante será el de menor frecuencia de resonancia, es decir, TM_{110} . Los valores que pueden adoptar la relación a/h y ϵ_r dependen de la elección del diseñador. Para el caso de valores bajos de la relación a/h , el modo de menor orden después del dominante será TM_{111} , y para el caso de valores altos para la relación a/h será TE_{010} . La predicción de la frecuencia de resonancia de los tres modos difiere menos del 2.5% del valor medido. La diferencia en los factores de calidad es mayor, superior al 10%.

MODO TE_{016}

$$k_0 a = \frac{2.327}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left\{ 1 + 0.2123 \frac{a}{h} - 0.00898 \left(\frac{a}{h} \right)^2 \right\} \quad (11)$$

$$Q = 0.078192 \epsilon_r^{1.27} \left\{ 1 + 17.31 \left(\frac{h}{a} \right) - 21.57 \left(\frac{h}{a} \right)^2 + 10.86 \left(\frac{h}{a} \right)^3 - 1.98 \left(\frac{h}{a} \right)^4 \right\} \quad (12)$$

MODO TM_{016}

$$k_0 a = \frac{\sqrt{3.83^2 + \left(\frac{\pi a}{2h} \right)^2}}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} \quad (13)$$

$$Q = 0.008721 \epsilon_r^{0.888413} e^{0.0397475 \epsilon_r} \left\{ 1 - \left(0.3 - 0.2 \frac{a}{h} \right) \left(\frac{38 - \epsilon_r}{28} \right) \right\} \\ \times \left\{ 9.498186 \frac{a}{h} + 2058.33 \left(\frac{a}{h} \right)^{4.322261} e^{-3.50099 \left(\frac{a}{h} \right)} \right\} \quad (14)$$

MODO $HE_{11\delta}$

$$k_0 a = \frac{6.324}{\sqrt{\epsilon_r + 2}} \left\{ 0.27 + 0.36 \frac{a}{2h} + 0.02 \left(\frac{a}{2h} \right)^2 \right\} \quad (15)$$

$$Q = 0.01007 \epsilon_r^{1.3} \frac{a}{h} \left\{ 1 + 100 e^{-2.05 \left(\frac{a}{2h} - \frac{1}{80} \left(\frac{a}{h} \right)^2 \right)} \right\} \quad (16)$$

Cabe destacar, que los campos $TM_{01\delta}$ y $TE_{01\delta}$ son similares pero con los campos magnéticos y eléctricos intercambiados. En la *Figura 21* vemos las líneas de campo para estos modos de forma que visualizamos el punto más alto del campo eléctrico o magnético, dependiendo del caso. Los valores numéricos de cada uno, dependerán de la constante dieléctrica y del radio de la DRA.

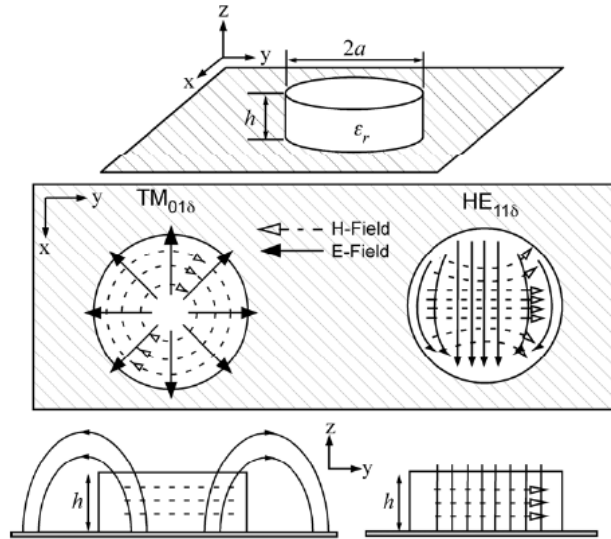


Figura 21. Esquema de los campos E para los modos más altos dentro de una DRA cilíndrica

Para verificar la utilidad de esta estructura, a continuación se presenta un ejemplo en el que se aborda el problema mediante un modelo simple de pared magnética, lo que proporciona predicciones rigurosas para los diagramas de radiación y para las frecuencias de resonancia. Como se demostrará a continuación, la selección del tipo de excitación de la DRA y su localización juegan un importante papel en la determinación de los modos que serán excitados. Así pues, una ranura practicada en el plano de masa, excitará el modo $HEM_{11\delta}$ en la dirección broadside, y una sonda en el interior del cilindro excitará los modos TE o TM, dependiendo de la relación a/h .

DISEÑO DE UNA DRA CILÍNDRICA

El procedimiento se aplica para los tres modos de la misma forma. En este caso nos basaremos en el modo $HE_{11\delta}$. Tomamos una frecuencia de resonancia de 10GHz y un ancho de banda mínimo fraccional del 5%. El diseño determinará la altura de la DRA, el radio y la constante dieléctrica.

Paso 1. Determinar el factor Q .

Usando la ecuación (6), para $BW = 0.05$ y $s = 2$, obtenemos que el factor Q es 14.14.

Paso 2. Determinar la constante dieléctrica.

En este caso, no existe un único valor de la constante dieléctrica que proporcione el valor calculado en (6), como ocurría con la DRA semiesférica. A partir de la ecuación (16) para el modo HE_{116} , se ha trazado una gráfica para los posibles valores de ϵ_r como muestra la *Figura 22*. Esto permite al diseñador determinar rápidamente los posibles valores que puede adoptar la constante dieléctrica. El área sombreada en la *Figura 22* representa la región para la cual la combinación de a/h y ϵ_r no alcanzará el mínimo ancho de banda requerido. Las soluciones, por tanto, son los valores que quedan por debajo de la línea horizontal para $Q = 14.14$. Para este ejemplo, una DRA con $\epsilon_r \leq 16$ satisfará los requerimientos de ancho de banda. Ninguna constante dieléctrica con valor superior a 42 cumplirá los requisitos de ancho de banda. Además, la elección del valor de ϵ_r también dependerá de otros factores como la disponibilidad del material o el tamaño de la DRA requerida. En este ejemplo, se elegirá un valor de $\epsilon_r = 15$ para mantener la máxima flexibilidad en la elección de la relación a/h .

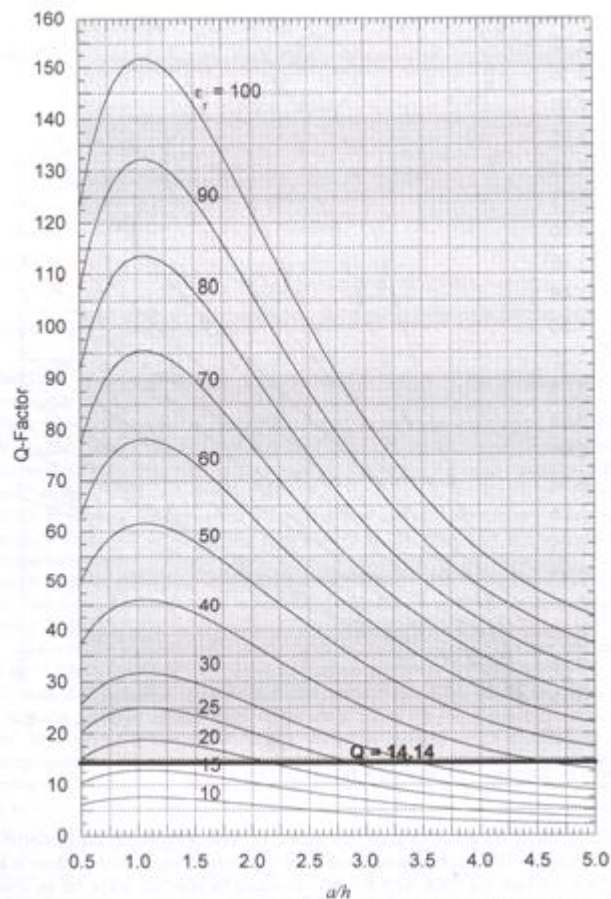


Figura 22. Valores de ϵ_r para un ancho de banda fraccional del 5%

Paso 3. Determinar $k_0 a$.

Reorganizando la ecuación (2):

$$k_0 a = \frac{f_{\text{GHz}} h_{\text{cm}} (a/h)}{4.7713}$$

Puesto que $f = 10\text{GHz}$, la ecuación se reduce a:

$$k_0 a = 2.096 h_{\text{cm}} (a/h)$$

Paso 4. Determinar el radio.

La *Figura 23* representa los valores de $k_0 a$ frente a un rango de valores para a/h para el modo HE_{110} , para diferentes valores de h_{cm} . La intersección de estas líneas con la curva para $\epsilon_r = 15$ determinará el valor de a/h , y por consiguiente el valor de a , requerido para resonar a 10 GHz. Para el conjunto de las seis alturas representadas en la gráfica, sólo la DRA con altura 0.2 cm o superior resonará a 10 GHz. En la *Tabla II* se recogen los resultados.

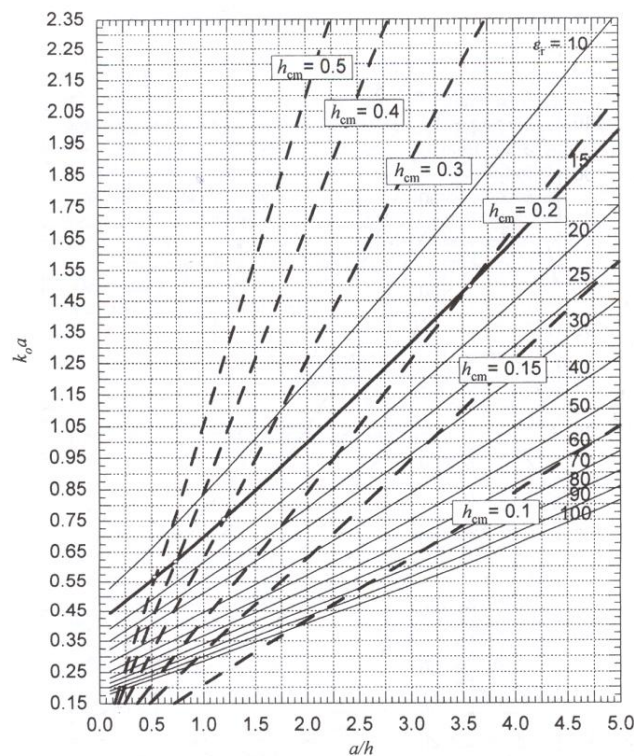


Figura 23. Diseño de la DRA a 10 GHz para $\epsilon_r = 15$

h_{cm}	K_0a	a/h	a_{cm}	Q	Ancho de banda
0.2	1.490	3.56	0.712	5.6	12.60%
0.3	0.750	1.19	0.357	12.8	5.5%
0.4	0.626	0.75	0.300	12.3	5.7%
0.5	0.565	0.54	0.270	10.9	6.5%

Tabla II. Diseño de un resonador cilíndrico para resonar a 10 GHz con $\epsilon_r = 15$

Para cada valor de a/h , se puede usar la *Figura 23* para determinar el valor del factor de calidad y por consiguiente, el ancho de banda.

Las cuatro posibles DRA están esquematizadas en la *Figura 24*. El diseñador, puede elegir el diseño más adecuado para la aplicación que se pretende.

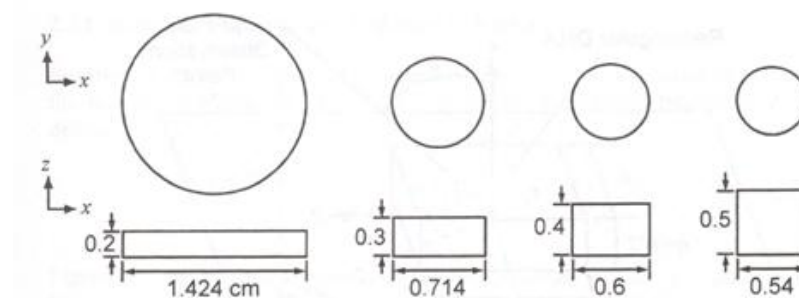


Figura 24. Dimensiones de DRAs cilíndricas a 10 GHz con $\epsilon_r = 15$.

ALIMENTACIÓN MEDIANTE SONDA COAXIAL

La geometría de la DRA cilíndrica a analizar se muestra en la *Figura 25*, en el sistema de coordenadas cilíndricas y alimentada por una sonda. Para analizar el resonador, la alimentación será ignorada por lo que se considerará un cilindro uniforme. Aplicando Teoría de Imágenes, el plano de masa queda reemplazado por una porción del cilindro extendida hasta $z = -h$, quedando el cilindro con unas condiciones de frontera menos restrictivas.

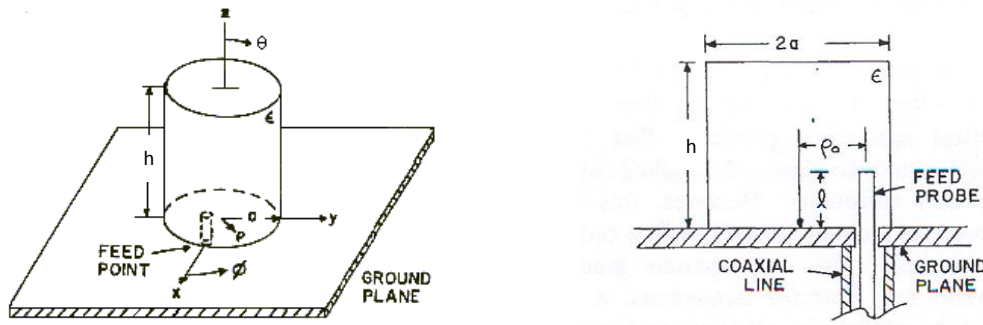


Figura 25. Geometría de la antena y la configuración de alimentación.

Los campos en el interior del cilindro, se pueden aproximar asumiendo que las superficies del cilindro son conductores magnéticos perfectos.

Los primeros cálculos se centran en obtener la frecuencia de resonancia. Este parámetro ha sido calculado para cuatro cilindros con relaciones distintas de a/h y $\epsilon_r = 8.9$ mediante la siguiente relación:

$$f_{npm} = \frac{1}{2\pi a \sqrt{\mu \epsilon}} \sqrt{\left\{ X_{np}^2 \right\} + \left[\frac{\pi a}{2d} (2m+1) \right]^2} \quad (17)$$

En la *Tabla III* vemos los resultados de (17) para las relaciones elegidas, así como el orden de resonancia más alto para cada cilindro.

Modo	$\delta =$	0	1	2
TM ₁₁₆		10.13	12.38	15.95
TE ₀₁₆		13.07	14.88	17.97
TM ₂₁₆		16.48	17.96	20.58

$a/h = 0.3$, $a = 0.3$ cm; $d = 1.0$ cm, $\epsilon_r = 8.9$

Modo	$\delta =$	0	1	2
TM ₁₁₆		10.67	15.95	23.14
TE ₀₁₆		13.49	17.97	24.57
TM ₂₁₆		16.82	20.58	26.54

$a/h = 0.5$, $a = 0.3$ cm; $d = 0.6$ cm, $\epsilon_r = 8.9$

Modo	$\delta =$	0	1	2
TM ₁₁₆		10.24	25.82	42.32
TE ₀₁₆		11.38	26.29	42.60
TM ₂₁₆		12.48	26.98	43.03

$a/h = 1.67$, $a = 0.5$ cm; $d = 0.3$ cm, $\epsilon_r = 8.9$

Modo	$\delta=$	0	1	2
TM ₁₁₆		9.90	10.53	11.66
TE ₀₁₆		12.89	13.38	14.29
TM ₂₁₆		16.35	16.72	17.46

$a/h=0.15, a=0.3 \text{ cm}; d=2.0 \text{ cm}, \epsilon_r=8.9$

Tabla III. Frecuencias de resonancia (en GHz) para diferentes relaciones de a/h

Del mismo modo, se han calculado las frecuencias de resonancia para diferentes constantes dieléctricas, con $a/h=0.5$ y $a=0.0127\text{m}$. Los resultados se recogen en la Tabla IV.

Modo	$\epsilon_r=15.2$	8.9	6.6	4.5
TM ₁₁₀	1.93	2.52	2.93	3.55
TE ₀₁₀	2.44	3.19	3.70	4.49
TM ₁₁₁	2.89	3.77	4.38	5.30
TM ₂₁₀	3.04	3.97	4.62	5.59
TE ₀₁₁	3.25	4.24	4.93	5.97
TM ₂₁₁	3.72	4.86	5.65	6.84

Tabla IV. Frecuencia de resonancia en GHz para diferentes constantes dieléctricas

Considerando la alimentación localizada en la posición $\phi=0^\circ$, $\rho=a$, $z=0$, como muestra previamente la Figura 25, podemos conocer los diagramas de radiación en campo lejano. El campo radiado está polarizado de forma que sea paralelo al plano formado por una línea radial del centro de la base del cilindro al punto de alimentación y una línea perpendicular al plano de masa.

En la Figura 26a se muestra E_θ frente a θ , para $\phi=0^\circ$ y 180° . El campo es esencialmente omnidireccional para cilindros con un valor alto para de a/h . Para valores menores de a/h , se empieza a desarrollar un nulo en la dirección normal al plano del radiador. La Figura 26b representa E_ϕ para $\phi=90^\circ$ y 270° . Para valores bajos de a/h , también aparece una pendiente en la dirección $\theta=0^\circ$, aunque esencialmente, el diagrama también es omnidireccional.

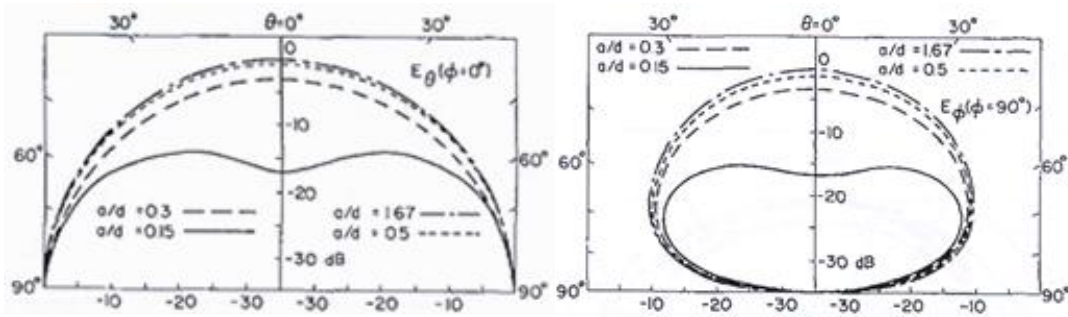


Figura. 26a y 26b. Diagramas de radiación teóricos para varias relaciones a/h

La *Figura 27* muestra los diagramas de radiación medidos para cuatro cilindros con diferentes valores para la relación a/h . Estas relaciones, se eligieron de forma que el modo dominante resonara cerca de los 10 GHz. Cada radiador fue alimentado mediante una sonda colocada en su interior, a una distancia $l = 0.38$ cm del centro del radiador. Las DRA cilíndricas fueron fabricadas con un material con $\epsilon_r = 8.9$ y montadas sobre un plano circular de diámetro 7.6 cm.

Si comparamos los diagramas anteriores con los mostrados teóricamente, vemos que existe un parecido razonable, básicamente, en los tres primeros radiadores. En cada caso, los valores medidos de E_θ muestran un diagrama amplio, casi omnidireccional. Para la última muestra experimental, E_θ tiene una pendiente de 5 dB, frente a los 10 dB calculados en la teoría.

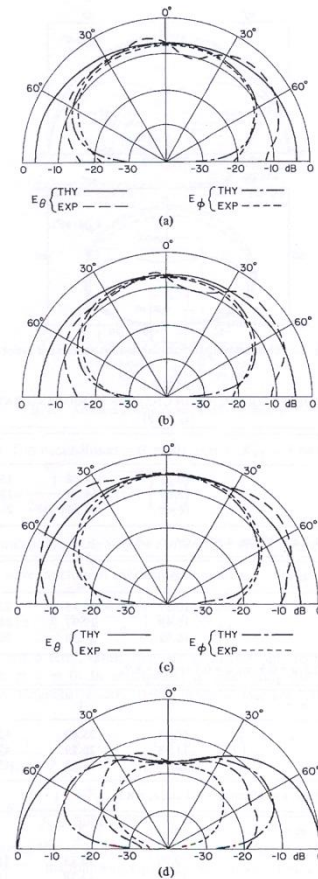
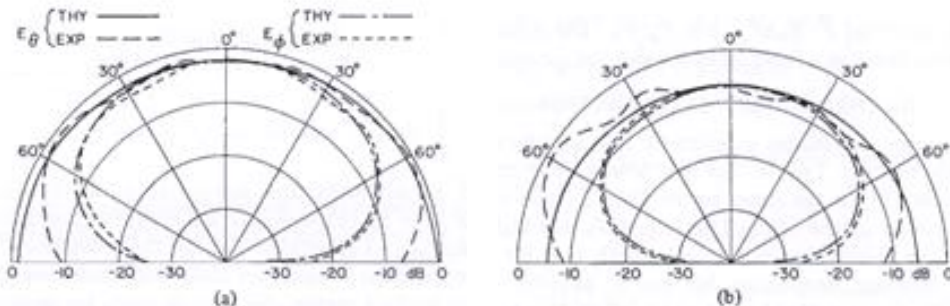


Figura 27. Campos experimentales y teóricos.
(a) $a/h = 0.3$. (b) $a/h = 0.5$. (c) $a/h = 1.67$. (d) $a/h = 0.15$.

La *Figura 28* muestra los diagramas de campo para un conjunto de cilindros de igual tamaño. El valor de los parámetros son $a/h = 0.5$; $a = 0.0127$ m; y $\epsilon_r = 15.2, 6.6$ y 4.5 . Estos radiadores fueron montados sobre un plano de masa cuadrado de 61 cm, estaban alimentados mediante una sonda de longitud $l = 4.15$ cm, y resonaban entre 2.0 – 3.5 GHz.



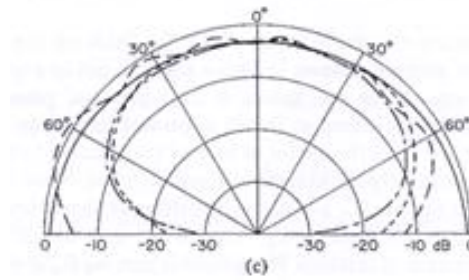


Figura 28. Campos experimentales y teóricos. (a) $\epsilon_r = 15.2$. (b) $\epsilon_r = 6.6$. (c) $\epsilon_r = 4.5$.

Para determinar el efecto de la forma del cilindro sobre sus parámetros, se analizaron cuatro cilindros con diferentes valores de relaciones a/h . Todas las antenas se fabricaron con el mismo material dieléctrico ($\epsilon_r = 8.9$) y alimentados por una sonda de longitud $l = 0.38$ cm. Para la elección de los valores, se consideró que la frecuencia de resonancia estuviera entre 9.9 y 10.7 GHz. La Tabla V muestra las dimensiones de cada resonador y la frecuencia de la primera resonancia.

Número de muestras	a (cm)	d (cm)	a/d	Frecuencia (GHz)
1	0.3	1.0	0.3	10.13
2	0.3	0.6	0.5	10.67
3	0.5	0.3	1.67	10.24
4	0.3	2.0	0.15	9.90

Tabla V. Parámetros de diseño de la antena

La Figura 29 muestra la impedancia de entrada medida para cada cilindro, en magnitud y en parte real e imaginaria. Puesto que se excitan simultáneamente modos cercanos, las habituales curvas de resonancia se deforman ligeramente. El efecto inductivo de la sonda provoca que el máximo de la parte real de la impedancia y el cero de la parte imaginaria, se desplacen en frecuencia. Cuando comparamos con la frecuencia de resonancia teórica, observamos que el punto en que la parte real es máxima se produce a otra frecuencia. Por ejemplo, si analizamos el caso (a) con $a/h = 0.3$, la primera resonancia ocurre sobre los 10 GHz, muy próximo al valor teórico de 10.13 GHz. La impedancia medida para el caso (b) con $a/h = 0.5$ muestra una resonancia cercana a los 10.5 GHz frente a 10.67 GHz del valor teórico, produciéndose un error del 1.6%. En el caso (c) se aprecia un comportamiento similar para $a/h = 1.67$. En este caso la resonancia cerca de los 10.5 GHz es superior a los 10.24 GHz teóricos, con un error del 2.5%. Para el caso (d) los dos primeros modos resonantes están muy cercanos. Teóricamente deberían resonar a 9.90 GHz (TM_{110}) y 10.52 GHz (TM_{111}), sin embargo, el primer modo resuena a 10 GHz.

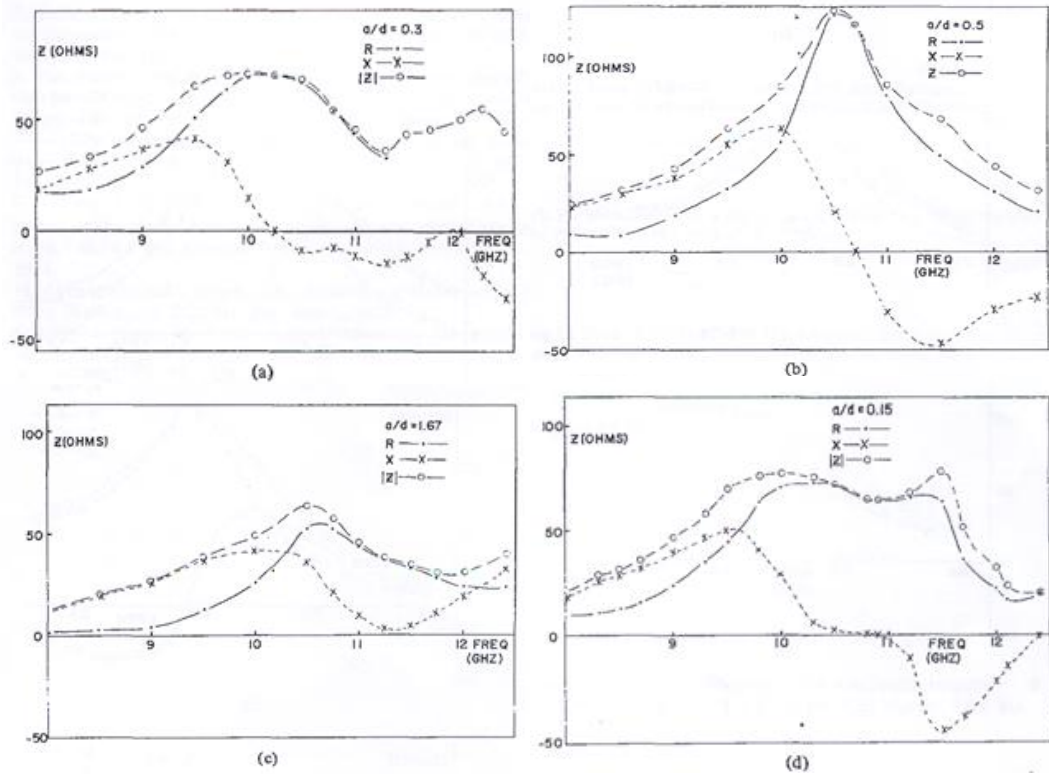
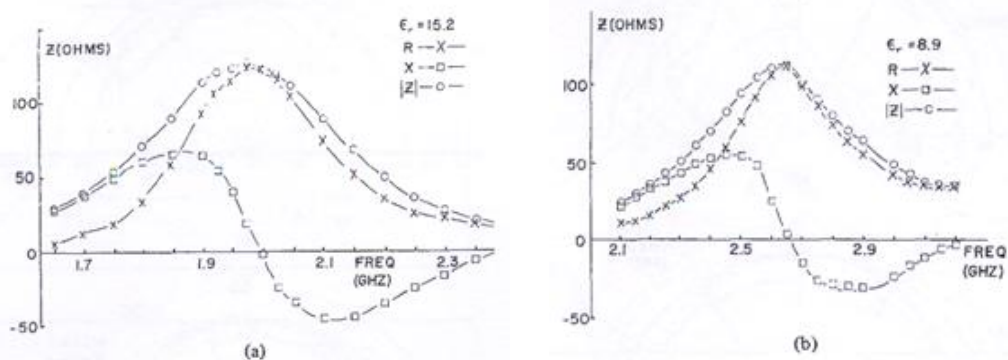


Figura 29. Medidas de impedancia frente a la frecuencia para varias relaciones a/h ; $\epsilon_r = 8.9$. (a) $a/h = 0.3$. (b) $a/h = 0.5$. (c) $a/h = 1.67$. (d) $a/h = 0.15$.

Para conocer el efecto de la constante dieléctrica en la impedancia de entrada, se fabricaron varios cilindros con diferentes materiales, todos ellos con una relación $a/h = 0.5$. Las DRA fueron alimentadas mediante una sonda de longitud $l = 1.54$ cm. Debido a su tamaño, las frecuencias de resonancia oscilaban en la banda S (2-4 GHz). La Figura 30 muestra la influencia del valor de ϵ_r sobre la impedancia de entrada. En el caso de $\epsilon_r = 15.2$ la resonancia se produce cerca de los 2.0 GHz, un 3.6% sobre 1.931 GHz, el valor teórico calculado. En la gráfica (b), $\epsilon_r = 8.9$, el valor experimental de 2.62 GHz está sobre el valor teórico de 2.52 GHz un 4%. Para $\epsilon_r = 6.6$, el valor medido 2.93 GHz está dentro del 1% de error frente a 2.95 GHz calculado, mientras que para $\epsilon_r = 4.5$ el valor experimental de 3.45 GHz supera un 3% a 3.55 GHz, del valor teórico.



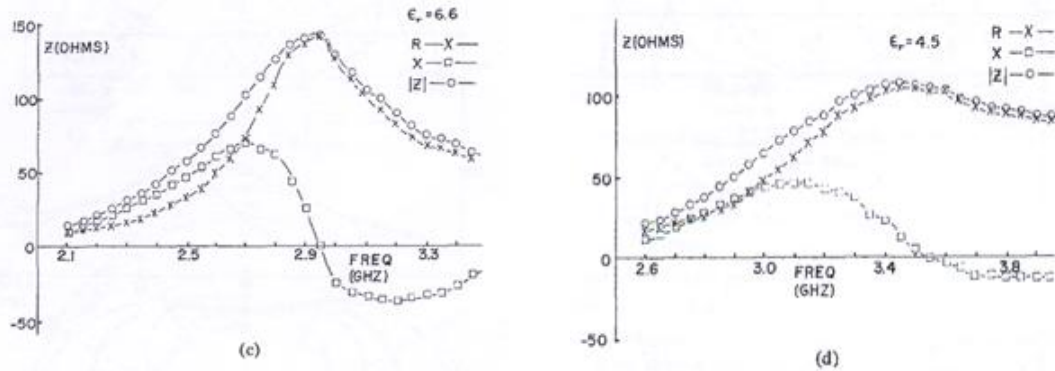


Figura 30. Medidas de impedancia frente a la frecuencia para diferentes valores de ϵ_r ; $a/h = 0.5$. (a) $\epsilon_r = 15.2$. (b) $\epsilon_r = 8.9$. (c) $\epsilon_r = 6.6$. (d) $\epsilon_r = 4.5$.

Si se usan materiales con $\epsilon_r \approx 100$, las frecuencias de resonancia teóricas y medidas se producen con un error inferior al 1% [25]. Para materiales con constantes dieléctricas bajas, el error aumenta entre un 2 y un 5%.

En todas las medidas realizadas anteriormente, la sonda estaba colocada en un punto cerca del borde del cilindro. Puesto que el campo eléctrico en la dirección z presenta una variación radial según $J_1(1.841\rho/a)$, debería ser posible modificar la impedancia de entrada desplazando la posición de la alimentación lejos del borde del cilindro. La resistencia a la frecuencia de resonancia obtenida como resultado de la dependencia de E_z con la posición radial proporciona una variación teórica en la impedancia proporcional a $J_1^2(k_\rho\rho_0)$ donde ρ_0 es la coordenada radial de la posición de alimentación. La resistencia en la resonancia ha sido medida en cinco posiciones diferentes para un radiador con $\epsilon_r = 15.2$ y $l = 0.38$ cm. Las curvas teóricas y experimentales para los cinco casos se muestran en la Figura 31. Aunque se observan ciertas fluctuaciones, el comportamiento general esperado se verifica.

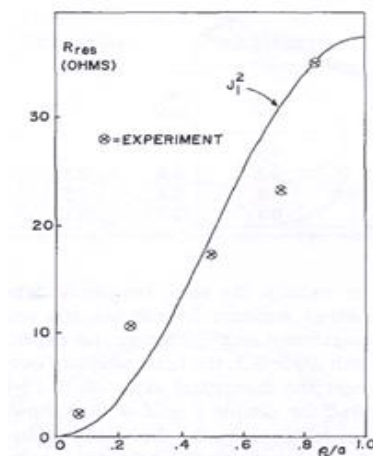


Figura 31. Resistencia en la resonancia frente a la posición radial del punto de alimentación

Otra técnica de adaptación consiste en variar de la longitud de la sonda de alimentación. La Figura 32 muestra como se puede variar el valor de la resistencia en la

resonancia modificando la longitud de la sonda para un cilindro con $\epsilon_r = 8.9$, $a = 0.0127$ m ($a/h = 0.5$), en el que la longitud de la sonda toma l valores entre 0.40 y 0.75.

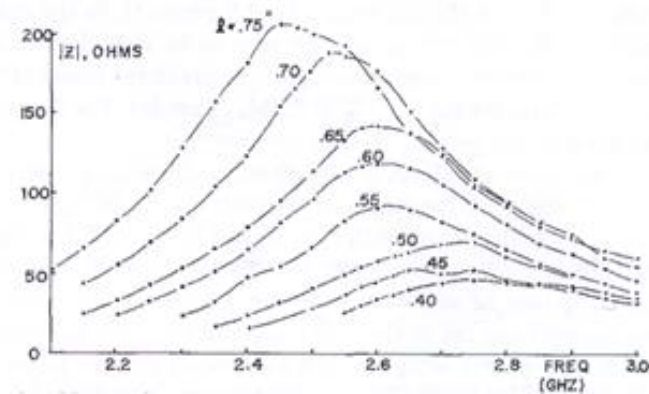


Figura 32. Valor de la resistencia frente a la frecuencia para varias longitudes de la sonda de alimentación: $\epsilon_r = 8.9$; $a/h = 0.5$; $a = 0.0127$ m.

El comportamiento de la impedancia medida es realmente debido a la combinación de dos efectos: la resonancia asociada al cilindro dieléctrico y a la sonda de alimentación. La longitud de la sonda parece que afecta principalmente a la magnitud de la impedancia en la resonancia, mientras que el tamaño del cilindro tiene mayor influencia en el cálculo de la frecuencia de resonancia [29].

Una sonda adyacente a la DRA, excitará el modo HE_{116} como muestra la Figura 33.

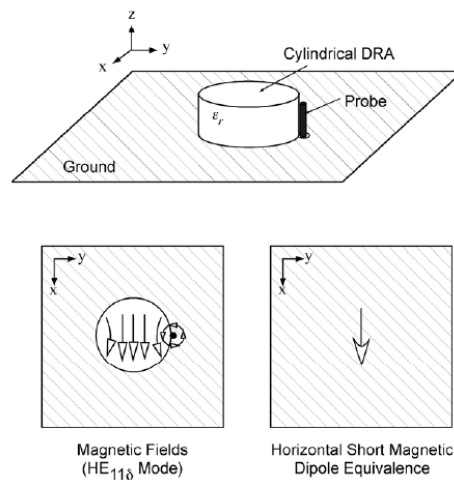


Figura 33. Sonda acoplada para el modo HE_{116} de una DRA cilíndrica

Como se puede comprobar, una sonda situada cerca del borde de la DRA como la que se ha utilizado en los cálculos, no excita el modo TM_{016} . Para ello, la sonda debe estar situada en el centro del resonador, como muestra la Figura 34.

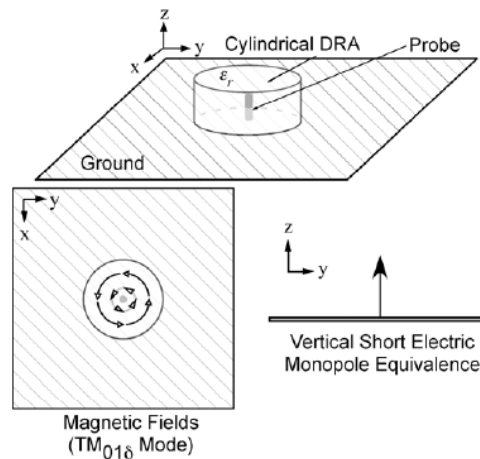


Figura 34. Sonda acoplada para el modo TM₀₁₆ de una DRA cilíndrica

ALIMENTACIÓN MEDIANTE RANURA

La implementación práctica de la alimentación mediante sonda coaxial es complicada de realizar para altas frecuencias. Una alternativa para trabajar en altas frecuencias consiste en emplear alimentación mediante ranura. Este método ha demostrado ser muy robusto para trabajar en frecuencias de 2 – 7 GHz [30].

El nuevo mecanismo de alimentación fue propuesto por Pozar [31]. Está demostrada la viabilidad del mismo a altas frecuencias, ofreciendo ventajas con respecto a las antenas parche, y es adecuado para aplicaciones MMIC. Además, con una ranura para alimentar el resonador cilíndrico, excitamos el modo híbrido HEM₁₁₆ [5].

La DRA excitada mediante ranura presenta un factor de calidad bajo ($Q \approx 30$), por lo que esta estructura es una candidata óptima para funcionar como una antena, ya que combina las ventajas de una apertura con el significativo potencial de las altas frecuencias de las DRA.

La configuración física de la estructura se muestra en la Figura 35, donde la ranura practicada en el plano de masa permite el acoplo del resonador a la línea de alimentación. La longitud de la ranura está entre 0.35 y 0.4 cm, con una anchura pequeña alrededor de los $\lambda/20$. Para llevar a cabo el estudio de este mecanismo, se trabajó con un conjunto de tres resonadores cilíndricos, con $\epsilon_d = 10.8$, altura $h = 0.127$ cm, y diámetros $d = 0.635$, 1.016 y 1.27 cm. El sustrato de la línea de alimentación tiene un espesor de 0.0635 cm y $\epsilon_r =$

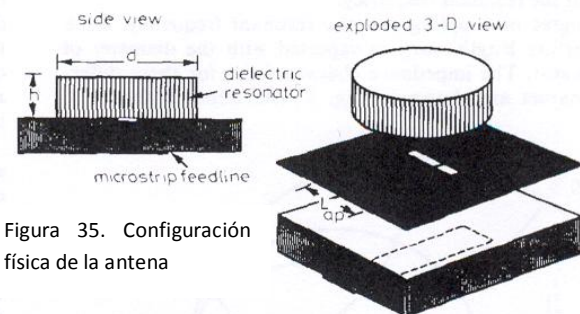


Figura 35. Configuración física de la antena

10.2. Esta línea de alimentación se extiende por debajo de la ranura alrededor de $\lambda/4$ para proporcionar la sintonización necesaria. Las dimensiones seleccionadas proporcionan una frecuencia de resonancia en el rango entre los 10 y los 20 GHz. En vista de la geometría y el modo de excitación se puede derivar que se excitará el modo híbrido electromagnético HEM_{116} [5]. Una estimación de la frecuencia de resonancia para este modo, asumiendo un plano de masa conductor perfecto infinito, viene dado por:

$$f_{res} = \left\{ c_0 / 2\pi \sqrt{(\epsilon_r)} \sqrt{[(3.682/d)^2 + (\pi/2h)^2]} \right\} \quad (18)$$

La *Figura 36* muestra las pérdidas de retorno para una estructura con una ranura $l = 3.75$ mm y un diámetro del dieléctrico de $d = 10.16$ mm. Como se observa, existe un pico fuerte para $f = 14.088$ GHz. Este valor es menor que el resultado de (18), que proporciona una frecuencia de resonancia de 18.71 GHz. Esta misma situación se repite en los casos restantes.

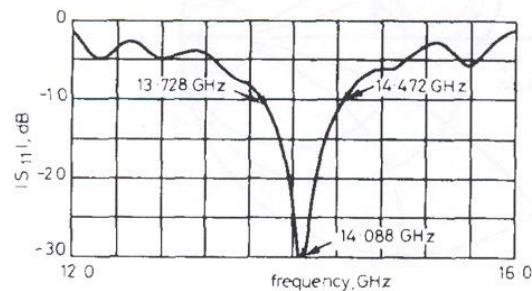


Figura 36. S_{11} medido frente a la frecuencia de la antena

El ancho de banda en el cual las pérdidas de retorno están por debajo de los 10 dB es de 5.5%. Sin embargo no se ha hecho ninguna prueba modificando la longitud de la línea de alimentación para comprobar el efecto sobre el ancho de banda o la frecuencia de resonancia, ya que en esta estructura ha sido posible conseguir una adaptación perfecta a 50Ω con la línea de alimentación a la frecuencia de resonancia.

Para una longitud de ranura fija, el grado de acoplamiento y la frecuencia de resonancia varían con el diámetro del resonador. En la *Figura 37* se muestran las impedancias características de los tres resonadores que se han descrito. Se observa que el resonador con diámetro entre los 0.635 y 1.016 cm proporcionaría una adaptación perfecta.

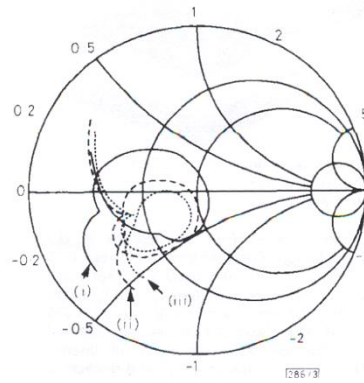


Figura 37. Impedancia característica resonadores con diferentes configuraciones

$$L_{ap}=3.5 \text{ mm}$$

$$d = 6.35 \text{ mm } f = 15.22 \text{ GHz}$$

$$d = 10.13 \text{ mm } f = 14.44 \text{ GHz}$$

$$d = 12.70 \text{ mm } f = 13.72 \text{ GHz}$$

Se ha demostrado que la impedancia de entrada depende de la posición del centro del resonador con respecto a la ranura. La *Figura 38* muestra los valores de la impedancia para tres valores diferentes de x , donde x es el desplazamiento del centro del DR alejándose del conector a lo largo de la dirección de la línea de alimentación. Cuando $x = 0.25$ se obtiene una adaptación perfecta para $f = 14.12 \text{ GHz}$.

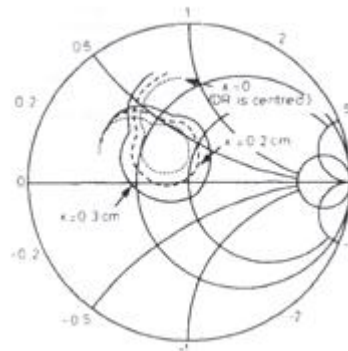


Figura 38. Impedancia característica

Podemos decir, que el diagrama del plano E es altamente oscilante. Este comportamiento se relaciona con la difracción que producen los bordes del plano de masa finito [32] usado con este tipo de antena. Además, los cálculos numéricos usando el Método de los Momentos, confirma esta tendencia de oscilación.

Se establece, por tanto, la viabilidad de este tipo de antena que combina las ventajas de la apertura con el alto potencial de los resonadores dieléctricos [33].

Además de los dos métodos de alimentación descritos anteriormente, existe un método por acoplo aproximado mediante líneas microstrip. La *Figura 39* muestra esta técnica de alimentación aplicada a una DRA cilíndrica y a una rectangular [30]. Esta alimentación excita el modo HEM_{116} del resonador cilíndrico y el modo $\text{TE}_{\delta 11}^x$ del resonador rectangular, como se observa en la *Figura 40*. En esta figura vemos una

comparación entre los campos magnéticos de los resonadores y el equivalente dipolo magnético corto horizontal.

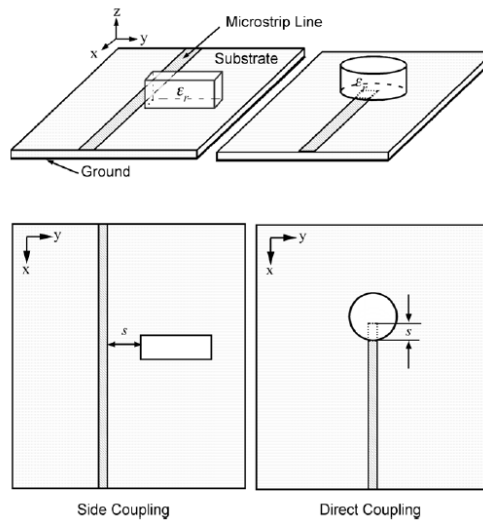


Figura 39. Línea microstrip acoplada para DRAs

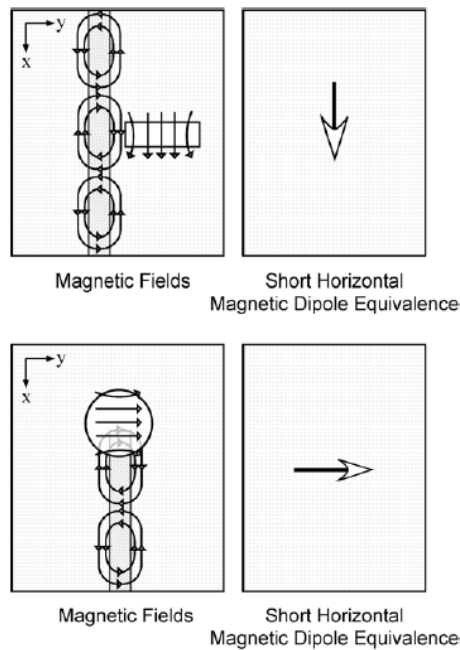


Figura 40. Modelos de radiación equivalentes y campos de una línea acoplada microstrip para DRAs

El valor de s que se observa en la Figura 39 representa la distancia entre la DRA y la línea microstrip. Uno de los parámetros que afecta a la alimentación, es la constante dieléctrica de la DRA. A medida que la constante dieléctrica disminuye, el tamaño de la línea microstrip que alimenta a la DRA se reduce significativamente.

3.3 FORMA RECTANGULAR

La DRA rectangular está caracterizada por una altura h , una anchura w , una profundidad d , y una constante dieléctrica ϵ_r , como se muestra en la *Figura 41*. La forma rectangular ofrece otro grado de libertad, es decir un grado más que la DRA cilíndrica y dos

más que la DRA semiesférica, haciéndola la forma más polifacética de entre las formas básicas. Ofrece mayor flexibilidad en el diseño para lograr el perfil deseado y las características de ancho de banda para una frecuencia de resonancia y una constante dieléctrica dada. Las relaciones anchura/altura (w/h) y anchura profundidad (w/d) pueden ser elegidas independientemente. La relación del aspecto tendrá un efecto en el factor de radiación, lo que también permite mayor flexibilidad en el diseño.

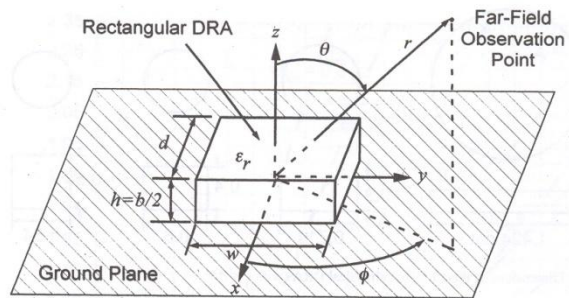


Figura 41. Geometría de una DRA rectangular

Como ocurre con la DRA cilíndrica, se asume que los campos de la DRA son similares a una guía de onda dieléctrica rectangular aislada [17], [18], [23], [34, 38] de anchura w y altura $b = 2h$. Se considera que las cuatro superficies paralelas a la dirección de propagación en la guía dieléctrica, son paredes magnéticas perfectas. Se asume que las componentes tangenciales de los campos magnéticos y eléctricos son continuas a través de las superficies perpendiculares a la dirección de propagación.

Los modos de una guía rectangular dieléctrica aislada pueden ser divididos en TE y TM. La DRA rectangular puede soportar los modos TE^x , TE^y y TE^z , que radiaría como dipolo magnético corto en las direcciones x -, y - y z - respectivamente. Los modos de orden más bajo de la DRA rectangular son $TE_{\delta 11}^x$, $TE_{1\delta 1}^y$ y $TE_{11\delta}^z$ para $w > d > b$. En la *Figura 42* podemos ver la configuración de campo del modo $TE_{\delta 11}^x$. La componente H_x del campo magnético es dominante a lo largo del centro de la DRA, mientras que el campo E (mayoritariamente E_y y E_z) circula alrededor de la componente H_x . Estos campos son similares a los producidos por un dipolo magnético corto.

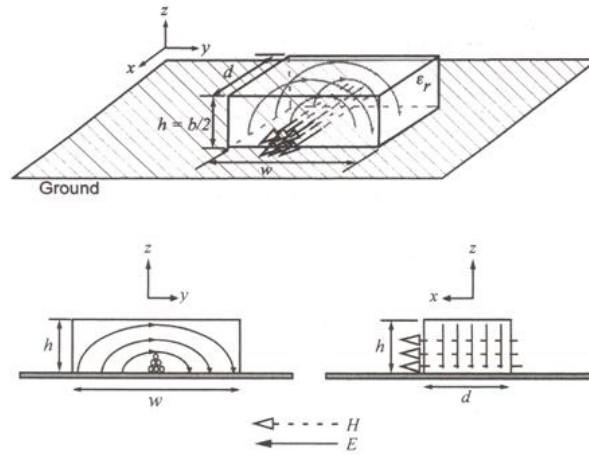


Figura 42. Esquema de los campos del modo $TE_{\delta 11}^x$ de una DRA rectangular

En la *Figura 43* se muestra una relación de amplitudes de los campos eléctrico y magnético en el plano xy de la DRA.

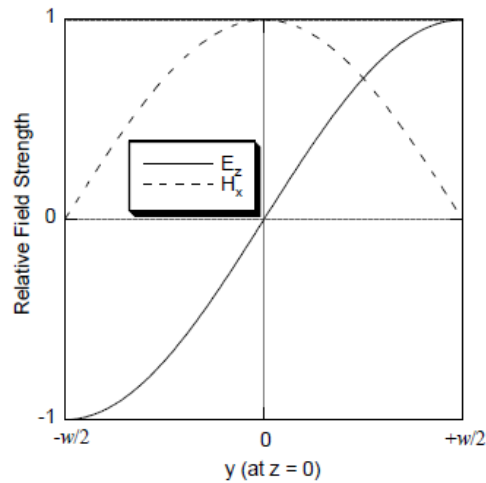


Figura 43. Poder del campo relativo del modo $TE_{\delta 11}^x$ dentro de la DRA rectangular

Los campos eléctricos de los modos de orden más alto de la DRA rectangular se muestran en la *Figura 44*. Vemos que los modos $TE_{\delta 31}^x$ y $TE_{\delta 13}^x$ producirán una estructura de radiación similar al modo $TE_{\delta 21}^x$, con un pico en la dirección de broadside (a lo largo del eje z), mientras que el modo $TE_{\delta 21}^x$ tendrá un nulo en la dirección de broadside. Se debe tener en cuenta, que el modo $TE_{\delta 12}^x$ no existe para el caso de una DRA montada sobre un plano de masa debido a que las condiciones de frontera fuerza a que la componente de campo E tangencial sea nula en $z = 0$, puesto que $TE_{\delta 12}^x$ requerirá un máximo en ese punto.

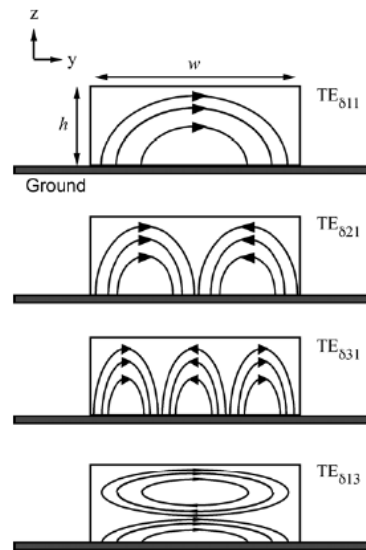


Figura 44. Esquema de los campos E para una selección de modos de orden más alto dentro de la DRA rectangular

La frecuencia de resonancia de cada modo será función de las dimensiones de la DRA. Si $w > d > b$, entonces $f_x < f_y < f_z$; por consiguiente, usando correctamente las dimensiones, el diseñador puede asegurar que los modos no deseados no aparecen en la banda de frecuencias de operación.

ALIMENTACIÓN POR Sonda

Una DRA rectangular puede ser excitada mediante sonda coaxial, ubicada dentro de ésta o adyacente. Dependiendo de la posición se pueden excitar varios modos.

Una sonda localizada adyacente a una DRA rectangular, como muestra la Figura 45, excitará el modo $TE_{\delta 11}^x$. Una ventaja de alimentar mediante sonda coaxial es la conexión directa a 50Ω en el sistema, sin necesidad de tener que acoplar a la red. Las sondas son útiles para bajas frecuencias, cuando una alimentación mediante ranura requeriría un gran tamaño.

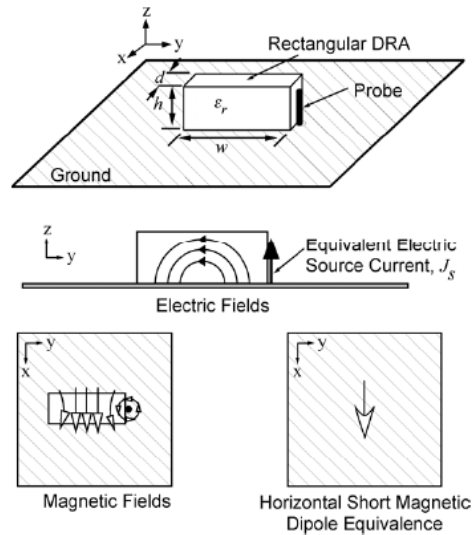


Figura 45. Sonda acoplada a una DRA rectangular

ALIMENTACIÓN MEDIANTE RANURA

De igual modo que una DRA semiesférica y cilíndrica, la DRA rectangular también puede ser excitada mediante ranura. Los campos eléctricos que produce este tipo de alimentación en una DRA rectangular se muestran en la Figura 46, y la DRA está alimentada como se observa en el esquema de la Figura 47. Esta orientación de la ranura excitará el modo $TE_{\delta 11}^x$ [39].

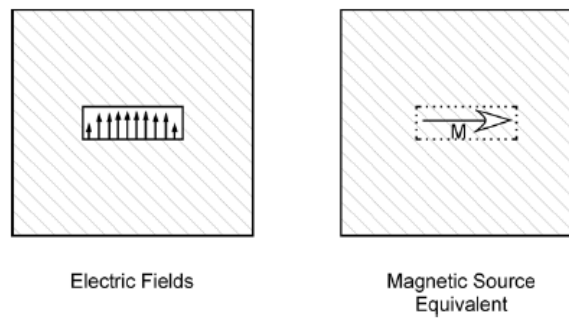


Figura 46. Corrientes magnéticas equivalentes en la ranura

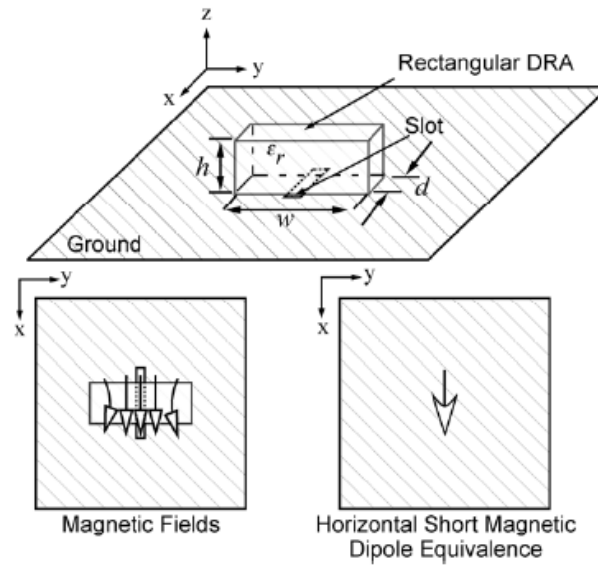


Figura 47. DRA rectangular alimentada mediante ranura

El planteamiento más común para alimentar la ranura de la DRA, es mediante una línea microstrip, como muestra la *Figura 48*. Esta extensión se comporta como un stub en circuito abierto cuya admitancia está en paralelo con la admitancia de la ranura.

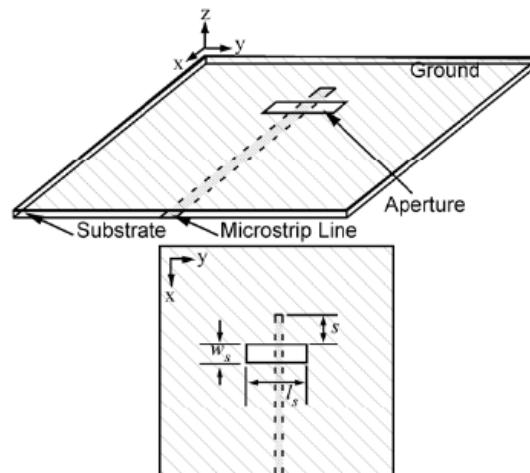


Figura 48. Ranura rectangular excitada por una línea microstrip

La *Figura 49* muestra los efectos que provoca variar la longitud de la ranura para una longitud del stub fija de $s = 5$ mm. Vemos que al aumentar la longitud de la ranura de 8 a 12 mm, el ancho de banda de adaptación a -10 dB incrementa de 6.3% a 13.3% y también se observa un desplazamiento hacia arriba en la respuesta en frecuencia.

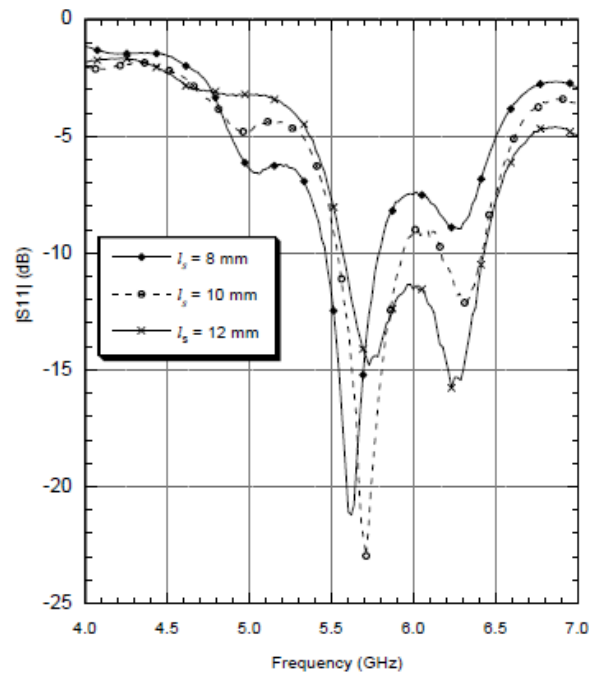


Figura 49. Efectos de la longitud de la ranura de la DRA sobre las pérdidas de retorno ($s = 5\text{ mm}$)

Los efectos de la variación de la longitud del stub de $s = 3\text{ mm}$ a 10 mm se puede ver en la Figura 50, donde la longitud del slot se mantuvo constante en $l_s = 10\text{ mm}$. Ajustar la longitud del stub podría ser un método práctico para ajustar las pérdidas de retorno. Reduciendo la longitud del stub de 10 a 3 mm , hay un desplazamiento de la respuesta en frecuencia hacia arriba y aumenta el ancho de banda a -10 dB .

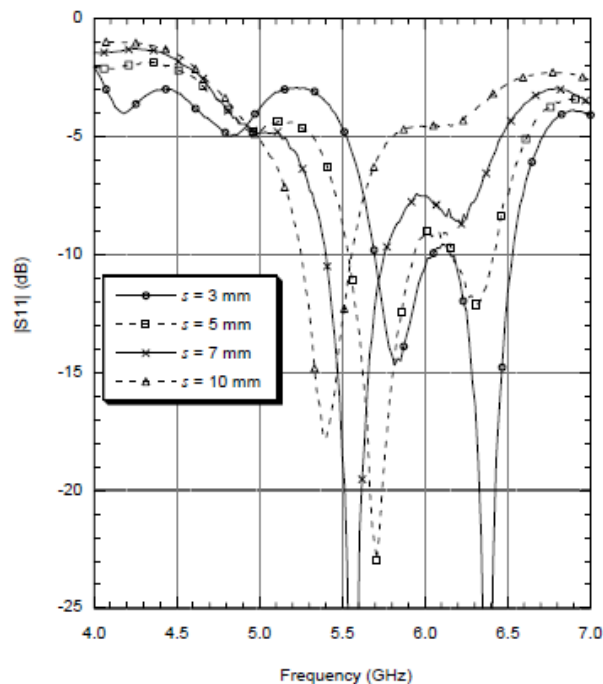


Figura 50. Efectos de la longitud del stub de la DRA sobre las pérdidas de retorno ($l_s = 10\text{ mm}$)

Un segundo método para ajustar la respuesta en impedancia es descentrar la localización de la DRA con respecto a la ranura. La *Figura 51* muestra el cambio que se produce en la respuesta cuando la DRA se desplaza unos pocos milímetros del centro de la ranura. La respuesta en frecuencia se desplaza hacia abajo y se observa una reducción del ancho de banda de impedancia.

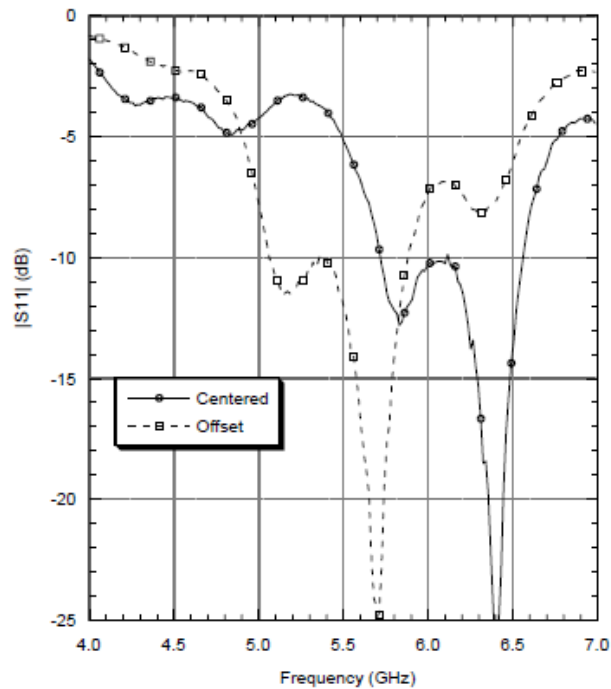
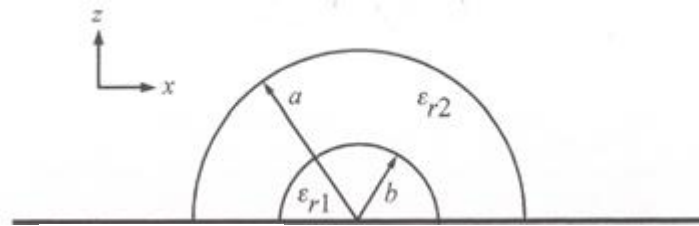


Figura 51. Efectos de la variación de la posición de la DRA en las pérdidas de retorno

3.4 OTRAS GEOMETRÍAS

Algunas de las formas que se presentan a continuación, son derivadas de las tres formas básicas. Otras, no encajan en la categoría de las formas básicas. Por último, existe otro grupo que cuenta con las antenas híbridas que combinan las DRA con otra antena, y que normalmente aumentan el ancho de banda.

Como ya se ha explicado, la DRA semiesférica no tiene ningún grado de libertad de diseño. Una variación para dotarla de flexibilidad puede ser usar una DRA semiesférica con dieléctrico no homogéneo, tal y como muestra la *Figura 52*, que consiste de una semiesférica pequeña de radio b y constante dieléctrica ϵ_{r1} cubierta por otra semiesférica de radio exterior mayor a y constante dieléctrica ϵ_{r2} . Con este diseño es posible aumentar el ancho de banda un 13% con respecto a una DRA semiesférica sólida [40]. También se refleja un incremento en la frecuencia de resonancia.



Masa

Figura 52. DRA semiesférica con constante dieléctrica no uniforme

Las formas derivadas de un cilindro mejoran los resultados de ancho de banda o proporcionan diseños más compactos. Usando la geometría del cilindro cortado [41, 42] que vemos en la Figura 53, el modo TE_{016} radia como un dipolo magnético corto horizontal, con un diagrama de radiación similar al modo HE_{116} mostrado en el apartado anterior (3.2). Aunque la similitud de ambos diagramas es alta, el modo TE_{016} es de orden menor que el modo HE_{116} . Por consiguiente, para un radio y una constante dieléctrica dada, el modo TE_{016} del cilindro partido resonará a una frecuencia más baja que el modo HE_{116} del cilindro sólido, y normalmente presentará un factor de calidad más bajo.

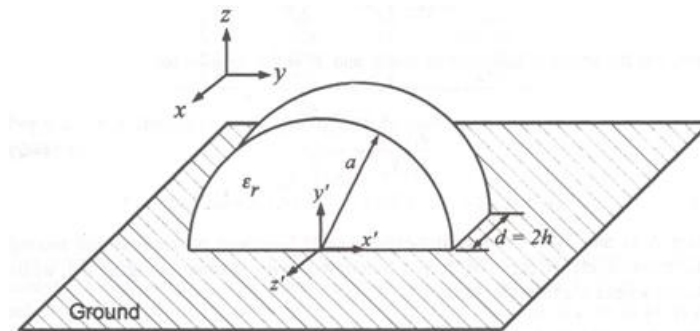


Figura 53. Geometría de la DRA cilíndrica cortada

El factor de calidad de una DRA cilíndrica se puede reducir eliminando la parte central del cilindro del material dieléctrico, de forma que obtenemos un anillo, como muestra la Figura 54 [43, 44]. En este cambio, la modificación produce un incremento en la frecuencia de resonancia y un descenso del valor del factor de calidad. Este comportamiento es óptimo si la DRA se considera una cavidad resonante. Con esta forma derivada, podemos excitar el modo TM_{016} si alimentamos con una sonda situada en el centro de la DRA.

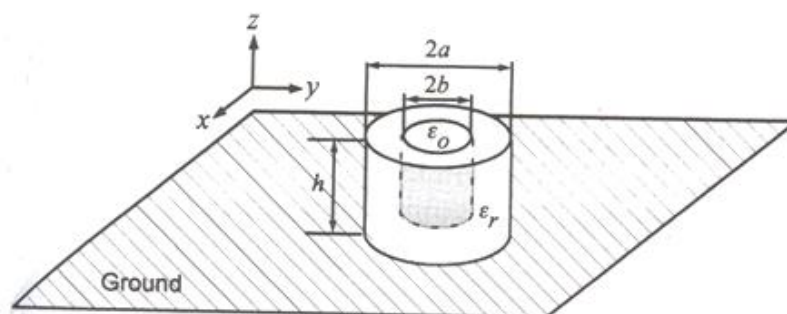


Figura 54. Geometría de una DRA en forma de anillo

Sabemos que el modo TM_{016} de una DRA cilíndrica o de anillo radia como un monopolo eléctrico. Puesto que no es el modo de orden más bajo, el tamaño de la DRA es relativamente grande para una frecuencia de resonancia dada. Aunque la altura es alrededor de un 40% superior al de una antena monopolo convencional, el diámetro de la DRA más ancho. Esto hace que esta DRA sea inapropiada para aplicaciones de baja frecuencia, ya que su volumen llega a ser demasiado grande.

Como se muestra en la *Figura 55*, se ha introducido un cortocircuito en el centro de la DRA cilíndrica, alterando el modo de la estructura tanto que el modo TM_{016} consigue ser el modo de orden más bajo [45]. Por consiguiente, el tamaño de la DRA puede ser reducido significativamente para una frecuencia de resonancia dada.

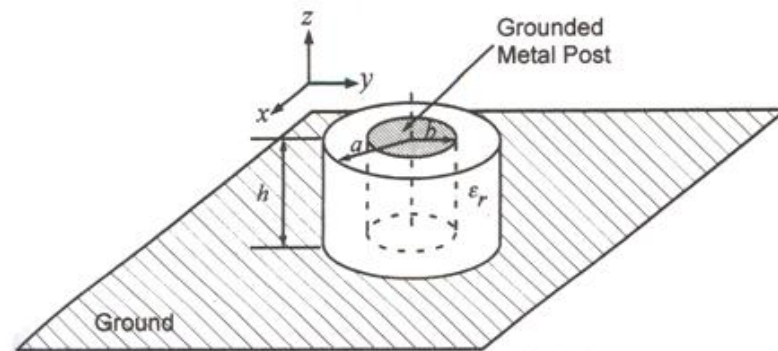


Figura 55. Geometría de una DRA anillo con un cortocircuito en su interior

Otra modificación de la DRA cilíndrica o de anillo es añadir un disco metálico circular en la superficie superior de la DRA, como muestra la *Figura 56* [46]. El disco puede estar aislado o cortocircuitado con un pin delgado. El disco perturba la frecuencia de resonancia de la DRA, y ajustando el tamaño del disco, se alcanza cierto grado de precisión. Esta técnica podría ser usada para compensar el cambio de la frecuencia de resonancia introducido por mecanismos de alimentación.

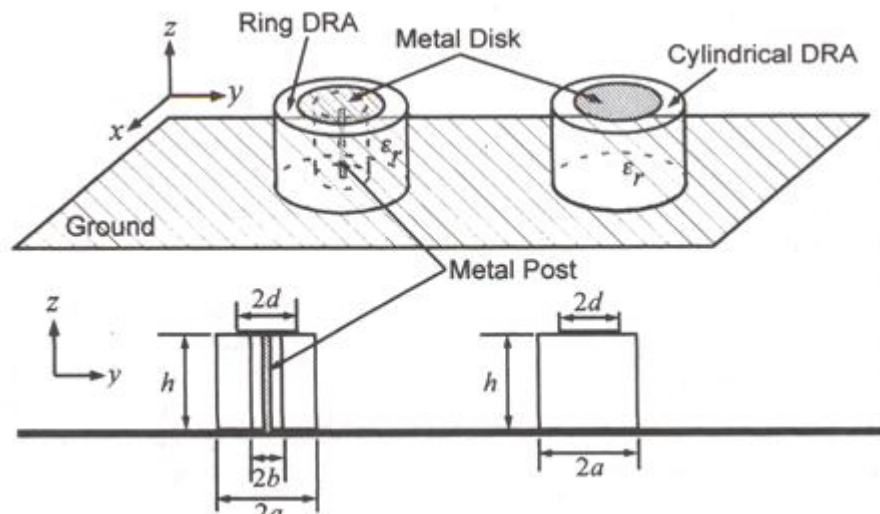


Figura 56. Geometría de un disco metálico sobre una DRA anillo

La DRA de anillo y cilíndrica sectorizada, como se muestra en la *Figura 57* ha sido propuesta para reducir el volumen de la DRA cilíndrica [47, 51]. Estas estructuras disminuyen el volumen hasta un 75%.

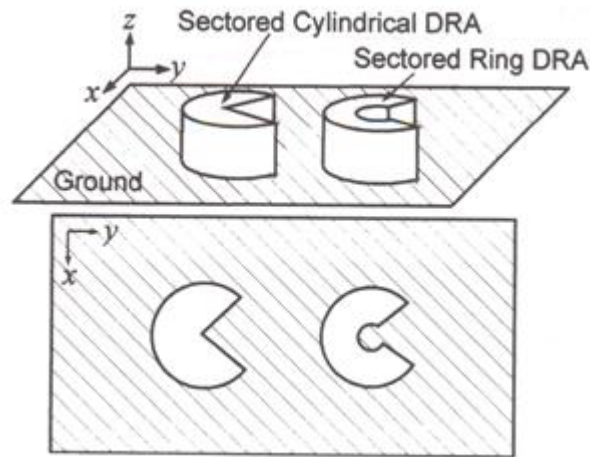


Figura 57. Geometría de una DRA anillo y una DRA cilíndrica sectorizadas

El caso más general de una DRA cilíndrica puede ser la DRA elíptica mostrada en la *Figura 58*. La DRA elíptica introduce la relación de eje mayor y eje menor como un parámetro de diseño extra y fue sugerido como un candidato para producir polarización circular con un único punto de alimentación [52]. La DRA elíptica puede ser usada como un resonador de doble banda, resonador de doble polarización, donde son usadas dos sondas, una situada a lo largo del eje mayor (a) y otra a lo largo del eje menor (b), para excitar dos modos ortogonales.

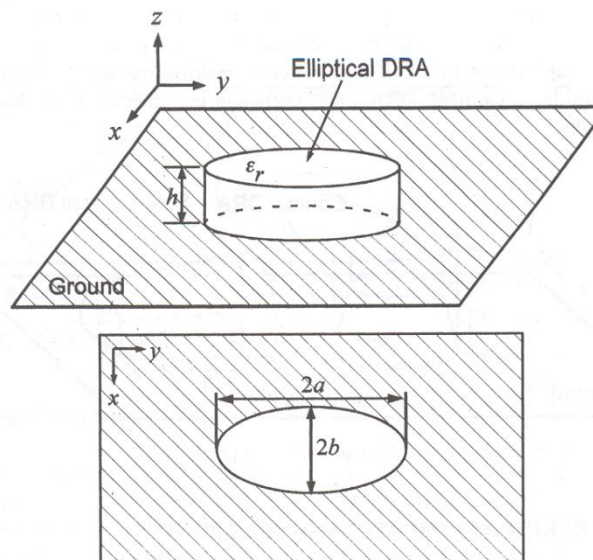


Figura 58. Geometría de la DRA elíptica

La DRA cónica y la DRA cónica cortada pueden ser consideradas geometrías modificadas de la DRA cilíndrica. La DRA cónica mostrada en la parte izquierda de la *Figura 59*, tiene la base inferior más grande que la base superior ($2b < 2a$). Esta propiedad provoca un incremento en el ancho de banda [53]. Usando la configuración de la DRA cónica cortada, mostrada en la parte derecha de la *Figura 59*, se consigue un mayor ancho de banda. En la configuración de la DRA cónica cortada, una alimentación mediante sonda coaxial puede excitar los modos HE_{116} y HE_{126} , y ajustando las dimensiones de a y b correctamente, los modos pueden ser sintonizados para conseguir una respuesta de impedancia adecuada, con un 50% de ancho de banda [54]. Sin embargo, los diagramas de radiación de los modos HE_{116} y HE_{126} son diferentes, ya que el modo HE_{116} tiene un pico en la dirección broadside y el modo HE_{126} tiene un nulo en esa misma dirección.

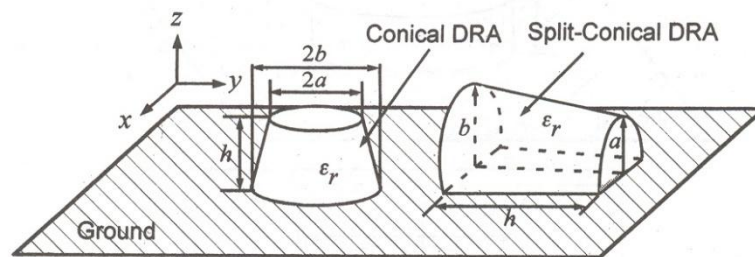


Figura 59. Geometría de la DRA cónica y de la DRA cónica cortada

Existen formas geométricas basadas en la forma básica rectangular. La *Figura 60* muestra una DRA rectangular con una muesca realizada en el centro de la misma. Esta variación, produce una disminución del factor de calidad. La forma del diagrama de radiación de esta DRA alimentada por ranura, se mantiene bastante constante sobre el ancho de banda de impedancia, ya que se excita un solo modo.

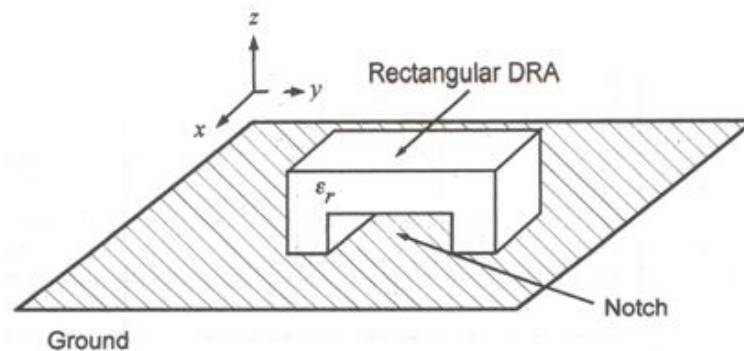


Figura 60. Geometría de una DRA rectangular con muesca

Una DRA cuadrada con dos de las cuatro aristas cortadas, se muestra en la *Figura 61*. Esta geometría fue propuesta para generar polarización circular usando un solo punto de alimentación [10]. Cortar dos aristas opuestas perturba la frecuencia de resonancia de los modos polarizados ortogonalmente de la DRA. Si está correctamente diseñada, se generará polarización circular. La DRA cortada representa una significativa mejora sobre la alimentación de un solo punto, polarización circular y antenas microstrip.

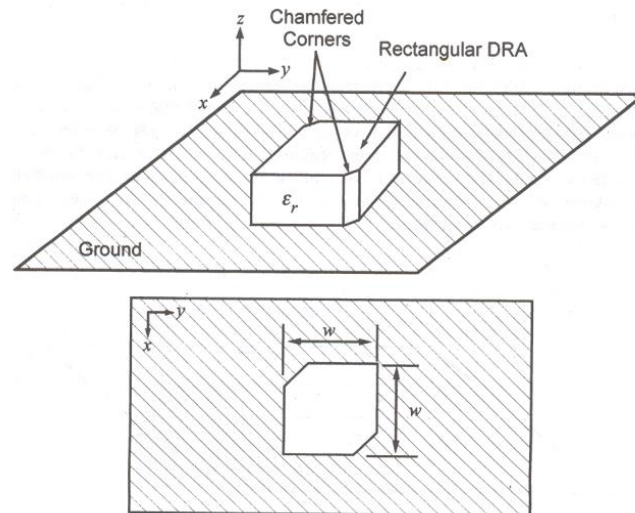


Figura 61. Geometría de una DRA con dos aristas cortadas

Otra DRA desarrollada para producir polarización circular es la DRA con forma cruzada como se ve en la Figura 62 [55]. Esta geometría se puede obtener empleando dos DRA rectangulares ortogonales, cuyas longitudes son elegidas de forma que hay un pequeño cambio en sus frecuencias de resonancia. La DRA puede ser alimentada con una simple ranura localizada en el centro, y que excitará ambos brazos del cruce.

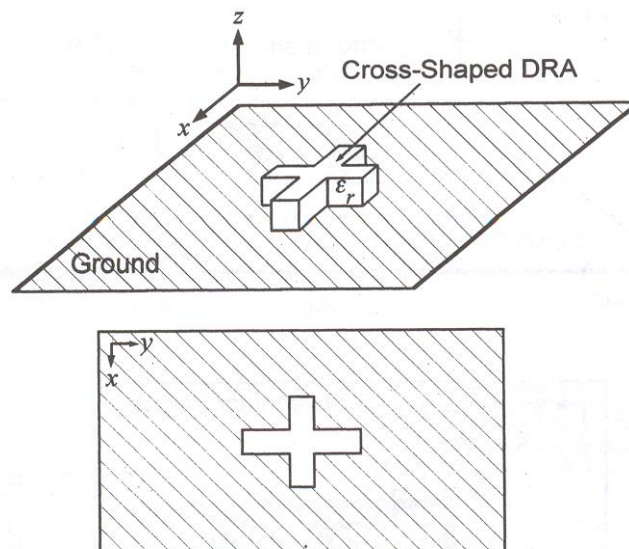


Figura 62. Geometría de una DRA cruzada

La DRA triangular cortada, se muestra en la Figura 63. Esta DRA fue propuesta como una alternativa del resonador cilíndrico cortado ya que se considera más sencilla de fabricar [56]. Usando la Teoría de Imágenes, la DRA puede ser modelada como una DRA rectangular aislada de dimensiones w , b y d . Si excitamos la DRA triangular cortada con una ranura, podemos excitar fácilmente el modo $TE_{\delta 11}^x$.

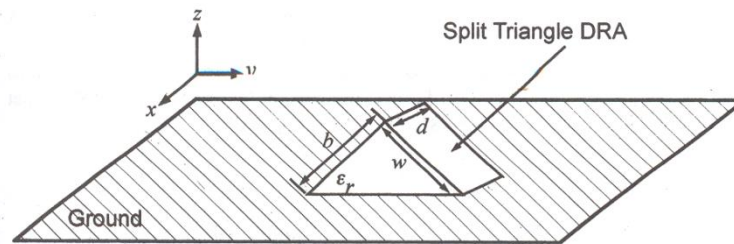


Figura 63. Geometría de una DRA triangular cortada

La Figura 64, se representa la DRA con forma triangular. Esta DRA está indicada para aplicaciones de perfil bajo [57, 58]. La ventaja de una DRA triangular es que para una altura y una frecuencia de resonancia dada, ofrece un área más pequeña que una DRA cilíndrica o rectangular.

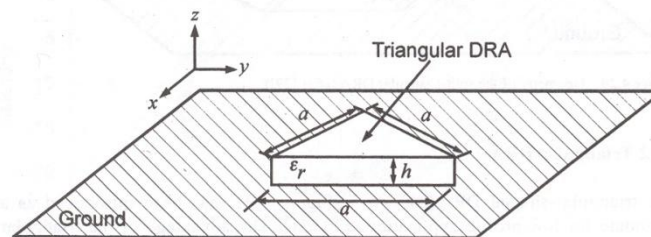


Figura 64. Geometría de una DRA triangular

Una generalización de la DRA triangular es el tetraedro truncado, mostrado en la Figura 65 [59, 60]. Si la base inferior y superior tienen las mismas dimensiones, el tetraedro truncado se transforma en la DRA de la Figura 64. La DRA tetraédrica ofrece una ventaja sobre la DRA cónica cortada, ya que el diagrama de radiación permanece bastante constante sobre la impedancia de ancho de banda.

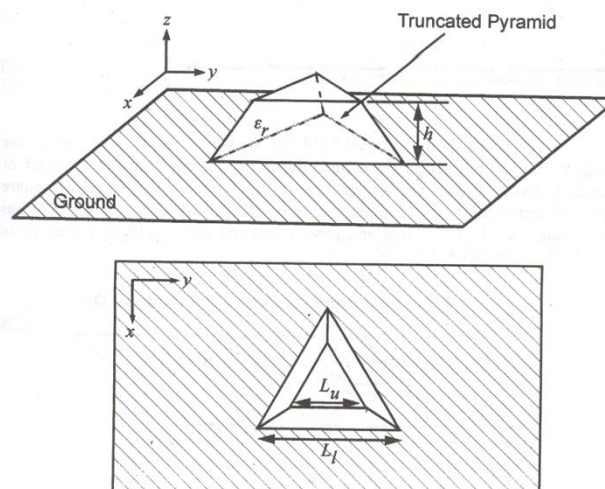


Figura 65. Geometría de una DRA en forma de tetraedro truncado

Mediante una combinación de dos o más DRA rectangulares se ha logrado un aumento de ancho de banda con una geometría en forma de escalera. La *Figura 66* muestra la geometría de una DRA escalonada, formada por DRAs rectangulares apilados cuyas anchuras van disminuyendo progresivamente [61].

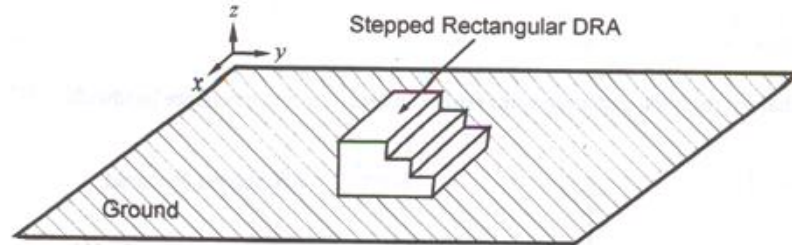


Figura 66. Geometría de una DRA escalonada

Otra variación de la DRA escalonada aparece en la *Figura 67*, donde la DRA está formada por una pirámide escalonada invertida con DRA rectangulares o circulares [62, 63].

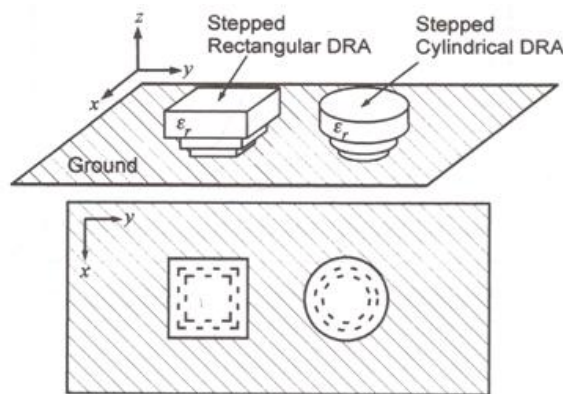


Figura 67. DRA escalonadas invertidas en rectangular y circular

Las antenas híbridas son combinación de DRAs con otras antenas que mejoran el ancho de banda u operan en banda dual. Un ejemplo de estas antenas, consiste en una combinación de un monopolo y una DRA anillo, como muestra la *Figura 68* [64-66]. Eligiendo correctamente la frecuencia de resonancia individual del monopolo y de la DRA anillo, la combinación de la antena puede ser diseñada para que el diagrama de radiación sea omnidireccional, manteniendo unas pérdidas de retorno por debajo de -10 dB. Este diseño de antena compacto es adecuado para comunicaciones de Ultra Wide Band que requieren una cobertura omnidireccional. La antena monopolo está excitada por una sonda coaxial, y esto sirve también para excitar la DRA, por tanto solo se requiere una alimentación.

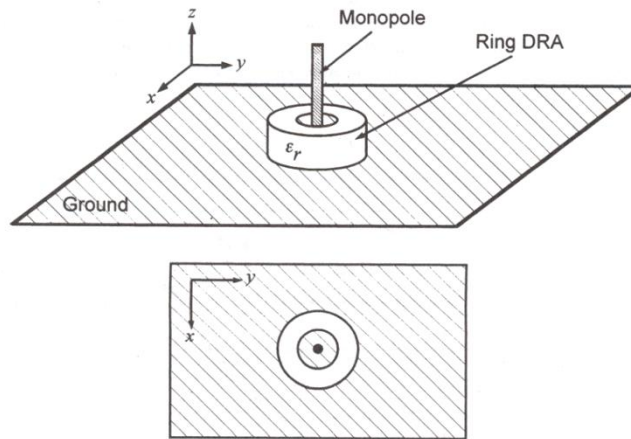


Figura 68. Geometría de un monopolo y una DRA en forma de anillo

4. TÉCNICAS DE MEJORA DEL ANCHO DE BANDA

A continuación se presentan los distintos métodos que aumentan el ancho de banda de las DRA simples ya estudiadas como son la DRA cilíndrica, DRA anillo y formas rectangulares. Los anchos de banda de estas DRAs pueden ser incrementados mediante un diseño apropiado de alimentación o por introducir huecos de aire entre la DRA y el plano de masa. Analizaremos cada geometría por separado.

4.1 ALIMENTACIÓN POR RANURA RESONANTE RECTANGULAR

Cuando los DRAs se alimentan empleando ranuras cuya longitud está por debajo de la resonancia, se consigue evitar radiación indeseada en la semiesfera inferior (por debajo del plano de masa). Empleando una ranura radiante de tamaño resonante, el ancho de banda de impedancia se incrementa gracias a la combinación de las dos resonancias, pero a expensas de un incremento en la radiación hacia atrás [67].

4.2 ALIMENTACIÓN POR RANURA EN FORMA DE ANILLO

Hasta el momento, todas las ranuras estudiadas para alimentar los DRAs tienen forma rectangular; sin embargo, se pueden emplear otras formas. La *Figura 69* muestra una DRA cilíndrica alimentada por una apertura en forma de anillo [36]. Usando una DRA con $a = h = 7$ mm, y $\epsilon_r = 9.5$, alimentada por una ranura en anillo con dimensiones las de la *Figura 69*, fueron alcanzadas unas pérdidas de retorno del 18% para un nivel de referencia de -10 dB. La relación delante-atrás resultó superior (sobre 10 dB), debido a la radiación de la ranura y al efecto de desbordamiento del plano de masa finito usado en las medidas.

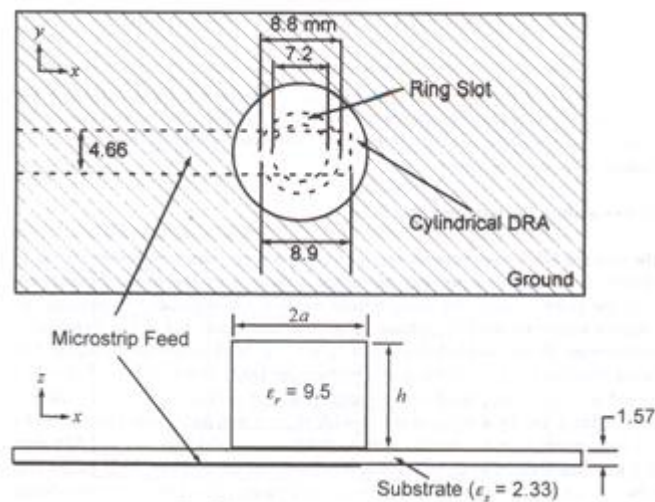


Figura 69. DRA cilíndrica alimentada por una ranura circular

4.3 RANURA DE ALIMENTACIÓN EN FORMA DE U

Un segundo ejemplo de una forma diferente de ranura de alimentación se muestra en la *Figura 70* [68]. Por usar la ranura en forma de U, hay más parámetros que pueden ser ajustados para afinar la respuesta de impedancia, comparada con una ranura rectangular simple. La DRA utilizada en la *Figura 70* tiene $a = 15$ mm, $h = 7$ mm, y $\epsilon_r = 37$. Bajo estas condiciones se obtuvieron unas pérdidas de retorno del 20% [68].

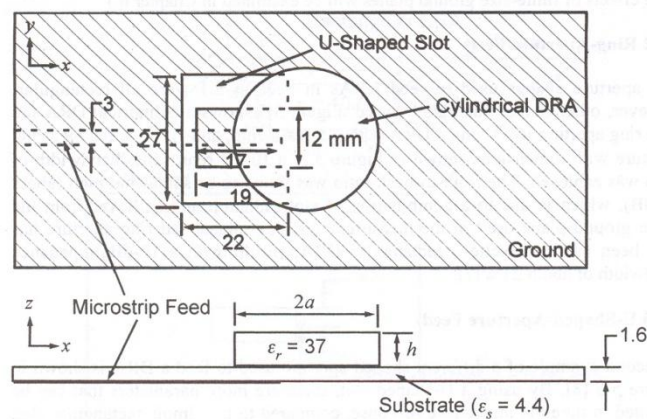


Figura 70. DRA cilíndrica alimentada con una ranura en forma de U

4.4 DRA ALIMENTADA POR MICROSTRIP

El ancho de banda de una DRA cilíndrica y rectangular alimentada por una microstrip puede ser aumentada añadiendo un stub sintonizador a la línea microstrip [69, 70]. La *Figura 71* muestra un ejemplo de una DRA cilíndrica y una DRA rectangular alimentadas con línea microstrip, y terminadas con un stub. El ancho de banda de la DRA cilíndrica ($\epsilon_r = 48$, $a = 12.08$ mm, $h = 6.81$ mm), alimentada con una línea microstrip y operando en el modo $HE_{11\delta}$, aumentó entre un 4% y un 18% al añadir un stub doblado, como se muestra en la *Figura 71* [69]. Un efecto similar se produjo cuando se añadió un stub en forma de T a una DRA rectangular ($\epsilon_r = 48$, $w = 22.5$ mm, $h = 11.9$, $d = 5.55$ mm), que resultó un ancho de banda de 21.6% [70]. En ambos ejemplos la constante dieléctrica usada para la DRA fue bastante alta ($\epsilon_r = 48$), ya que fue necesaria para conseguir un acoplo eficiente entre la DRA y la línea microstrip. El inconveniente de esta aproximación es que se excitan modos de orden superior, resultando en una degradación significativa de la polarización cruzada.

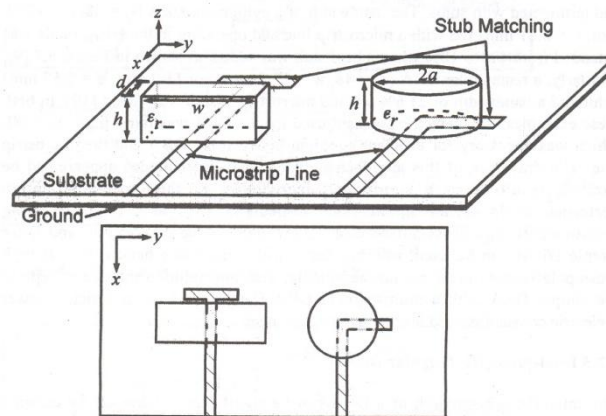


Figura 71. Aumento de ancho de banda con DRAs alimentadas con microstrip

4.5 DRA RECTANGULAR EN MODO DUAL

Podemos aumentar significativamente el ancho de banda de una DRA si excitamos dos o más modos. Para que pueda ser útil como una antena de banda ancha, los modos excitados deben producir diagramas de radiación similares. Un ejemplo de una DRA excitada en dos modos se muestra en la *Figura 72*. La DRA rectangular es alimentada por una sonda plana que excita los modos $TE_{\delta 11}$ y $TE_{\delta 13}$ [71]. Si las dimensiones de la DRA son elegidas correctamente, los dos modos pueden ser espaciados en frecuencia para lograr una respuesta de impedancia de banda ancha. Estos dos modos también muestran un diagrama de radiación similar, así que la forma del diagrama es bastante constante en todo el ancho de banda. Se logró un ancho de banda de un 43% para la configuración de la DRA de la *Figura 72*, donde la tira metálica usada como alimentación (con una longitud de 10 mm y una anchura de 1 mm) excita los dos modos [71].

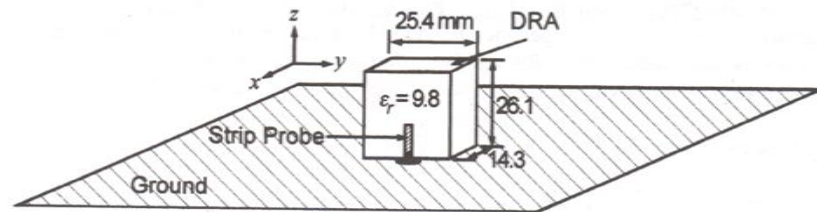


Figura 72. DRAs rectangulares con modo dual

4.6 DISCO RESPALDADO POR CAVIDAD

Otro ejemplo de una DRA cilíndrica con el rendimiento de ancho de banda aumentado se muestra en la *Figura 73* [72]. Se sitúa una cavidad semiesférica debajo del plano de masa para minimizar la radiación hacia atrás, que de otra manera sería elevada debido a la gran ranura circular practicada en el plano de masa. La DRA cilíndrica es alimentada a través de una apertura circular en el plano de masa mediante una línea microstrip acabada con forma de tenedor. Una DRA con $\epsilon_r = 10$, $a = 6.1$ mm, y $h = 11.5$ mm, respaldada por una cavidad de radio $b = 25$ mm, mostró un ancho de banda de impedancia del 38% cuando fue alimentada con la línea microstrip en forma de tenedor [72]. Puesto que la permitividad utilizada para la DRA es menor, los niveles de polarización cruzada en los diagramas de radiación son algo mejores que en los casos previos con constantes dieléctricas altas. La desventaja para esta configuración es que requiere una cavidad bastante grande para apantallar la radiación hacia atrás. Esta configuración, sin embargo, se podría usar sin la cavidad trasera para aplicaciones donde la relación delante-atrás no sea importante.

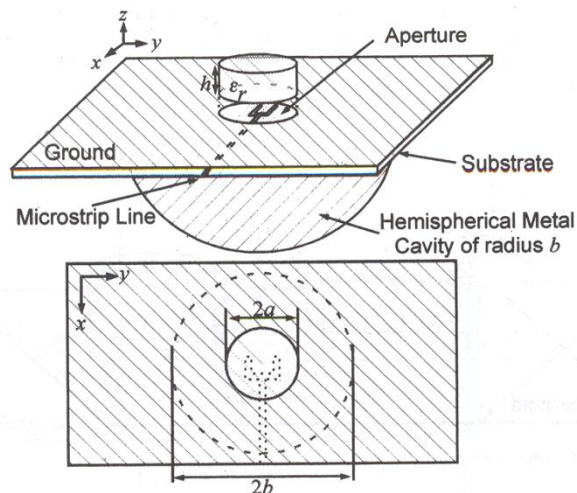


Figura 73. DRA cilíndrica con cavidad inferior

4.7 HUECOS DE AIRE

Otro método simple para aumentar el ancho de banda es introducir un hueco de aire entre la DRA y el plano de masa, como muestra la *Figura 74*. Los estudios de los efectos de introducir estos huecos de aire demuestran que puede provocar un cambio significativo en la frecuencia de resonancia y en el factor de calidad, especialmente si la constante dieléctrica es relativamente alta [73-76]. Generalmente, cuando se introduce un hueco de aire, se produce un aumento en la frecuencia de resonancia y una disminución en el factor de calidad. Esto también se traduce en un cambio en la impedancia de entrada de la DRA y por tanto, la introducción de un hueco de aire puede ser usada como un método para adaptar la impedancia de la DRA a la de la alimentación [77, 78]. La *Tabla VI* muestra los efectos en la frecuencia de resonancia y en el ancho de banda para dos DRA rectangulares alimentadas con sonda diseñadas en la banda L [78]. Se demuestra que el ancho de banda aumenta hasta un 40%. Se puede introducir un sustrato de baja permitividad entre la DRA y el plano de masa, para que el hueco pueda ser controlado [79]. Los huecos de aire se pueden implementar mediante la inserción de espacios de espuma (cuya constante dieléctrica es $\epsilon_r \sim 1$) que puede ser cortado de forma precisa para rellenar la altura del hueco.

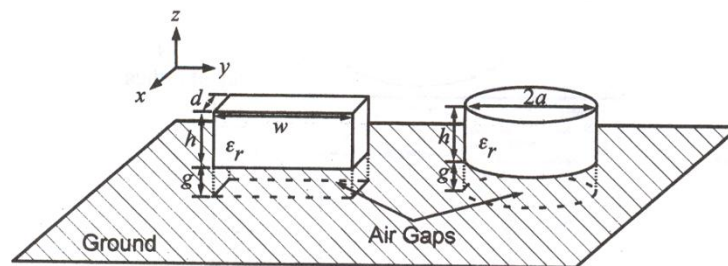


Figura 74. DRAs con huecos de aire

ϵ_r	$w = d$ (mm)	h (mm)	g (mm)	f_0 (GHz)	Ancho de banda
10	45	25.4	0.0	1.46	7.0%
			5.0	1.57	13.3%
			10.0	1.68	34.0%
25	25.4	12.0	0.0	1.90	4.2%
			5.0	2.10	9.5%
			10.0	2.10	40.0%

Tabla VI. Efectos de un hueco de aire en una DRA rectangular alimentada por sonda

4.8 DRA EN FORMA DE ANILLO

Como ya conocemos, una DRA en forma de anillo consiste en una DRA cilíndrica a la que se le ha extraído la sección central del cilindro de radio b . Si alimentamos la DRA anillo con una sonda localizada en el centro, como muestra la *Figura 75*, excitará el modo TM_{016} , que radiará de forma similar a un monopolo eléctrico [44]. El efecto de incrementar la relación del radio interior y exterior (b/a) tiene efecto sobre la frecuencia de resonancia y sobre el factor de calidad. Como ejemplo, la Tabla 5.3 muestra el cambio del factor de calidad para una DRA anillo de constante dieléctrica $\epsilon_r = 36$ y $h = 1$ cm, diseñada a una frecuencia de resonancia de 3.3 GHz. El incremento de la relación h/a produce un incremento en el factor de calidad; sin embargo, para mantener la misma frecuencia de resonancia se debe incrementar el radio exterior a . Para un incremento aproximado del triple del radio exterior, el factor de calidad disminuye alrededor de 14 veces. Que esta disminución en el factor de calidad resulte en un incremento similar en el ancho de banda dependerá del nivel de acoplo del modo TM_{016} de la DRA para sonda. Un hueco de aire también se puede introducir entre la DRA anillo y el plano de masa para aumentar el ancho de banda [80].

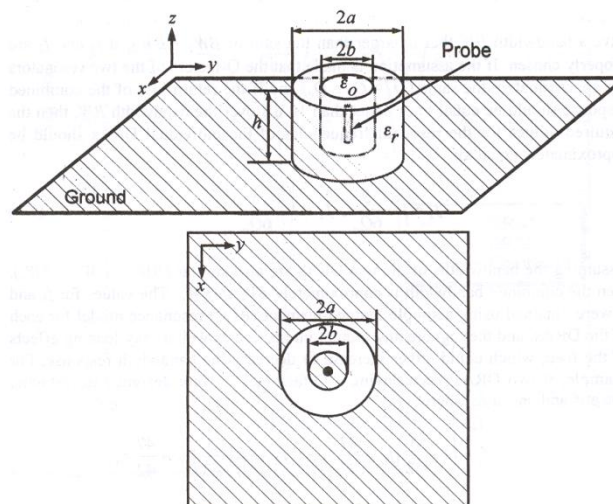


Figura 75. DRA con forma de anillo alimentada con una sonda en el centro

4.9 DRAs MÚLTIPLE

A continuación, vamos a revisar varios ejemplos en los que se mejora el ancho de banda empleando dos o más DRAs. Para cada caso, el principio de operación es el mismo. Cada DRA está seleccionada para operar bajo el mismo modo pero para una frecuencia de resonancia algo diferente, tal que la respuesta combinada incrementa el ancho de banda total. Una respuesta típica de una configuración de dos DRAs se muestra en la *Figura 76*. La DRA1 está normalizada a una frecuencia de resonancia f_1 y ancho de banda BW_1 , mientras la DRA2 está normalizada a una frecuencia de resonancia f_2 y un ancho de banda BW_2 , luego la respuesta combinada podría tener un

ancho de banda BW que es mayor que la suma de $BW_1 + BW_2$, si f_1 y f_2 están elegidas correctamente. Si suponemos que los factores de calidad de ambos resonadores son aproximadamente los mismos ($Q_1 \approx Q_2 \approx Q_0$) y si las pérdidas de retorno de la respuesta combinada son iguales o mejores que 10 dB a lo largo del ancho de banda BW , los valores requeridos para las frecuencias de resonancia de las DRA individuales deberían ser aproximadamente igual a:

$$f_1 = 1 - \frac{5}{6Q_0}, \quad f_2 = 1 + \frac{5}{6Q_0} \quad (19)$$

Asumiendo que los anchos de banda de las dos DRAs también son similares ($BW_1 \approx BW_2 \approx BW_0$), la combinación de ancho de banda es aproximadamente $BW \approx 3BW_0$. Los valores para f_1 y f_2 se obtuvieron usando un simple circuito RLC de modelo de resonancia para cada DRA, en el que se ignoró cualquier interacción mutua, así como cualquier efecto de carga de la alimentación, que también podría incrementar o disminuir la respuesta del ancho de banda.

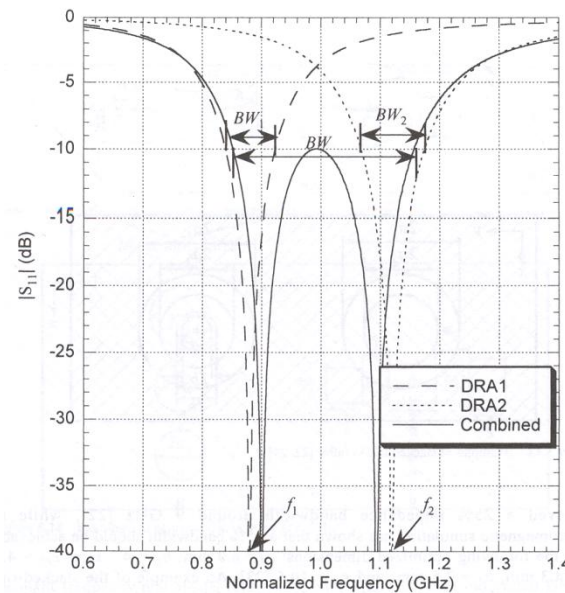


Figura 76. Aumento de ancho de banda usando dos DRAs

4.10 DRAS APILADAS

Una aproximación para aumentar el ancho de banda usando DRAs múltiples es apilar DRAs individuales [81-87]. En la *Figura 77* vemos ejemplos de DRAs cilíndricas y DRAs en forma de anillo apiladas. Se puede emplear una sola sonda para alimentar la DRA apilada, y el modo que será excitado estará determinado por la posición de la sonda. En la *Figura 77*, se excita el modo HE_{116} en la DRA cilíndrica apilada, mientras que en la DRA anillo apilada se excita el modo TM_{016} . También se pueden introducir huecos de aire entre las DRAs para mejorar el ancho de banda [83].

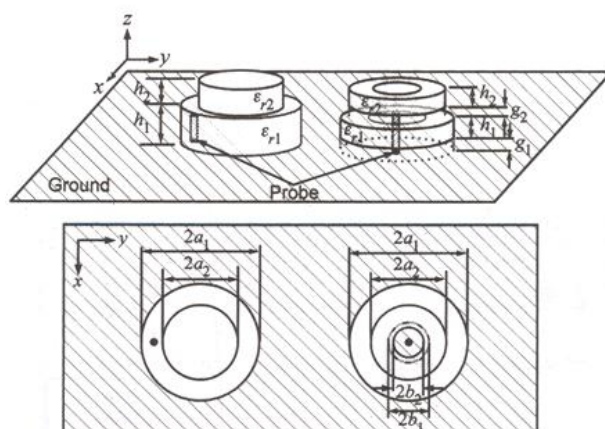


Figura 77. DRAs apiladas

4.11 DRAs EMBEBIDAS

Las DRAs pueden ser embebidas unas dentro de otras. En la *Figura 78* se muestran dos ejemplos. La configuración de la izquierda consiste en una DRA cilíndrica incrustada dentro de una DRA anillo [88]. La sonda de alimentación está situada para excitar el modo $HE_{11\delta}$ tanto en la DRA cilíndrica como en la DRA anillo, y el hueco de aire se añade para aumentar el ancho de banda de impedancia.

En la configuración de la derecha, una DRA cilíndrica más pequeña (con radio a_2 , altura h_2 , y constante dieléctrica ϵ_{r2}) está incrustada en una DRA cilíndrica (con radio a_1 , altura h_1 , y constante dieléctrica ϵ_{r1}) [89]. Aunque esta configuración debe ser más complicada para fabricar que la DRA cilíndrica incrustada dentro de la DRA anillo, se ha demostrado que tiene mayor impedancia de ancho de banda.

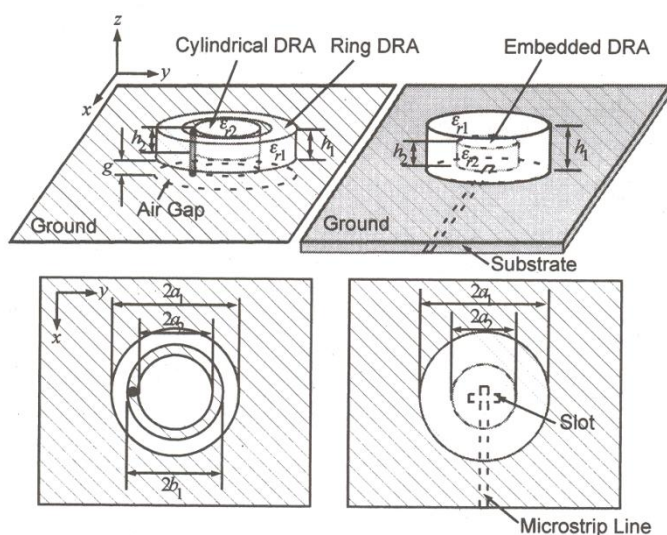


Figura 78. DRAs cilíndricas embebidas

4.12 DRA CARGADA CON ANTENA MONOPOLO

El ancho de banda de una antena monopolo puede ser extendido significativamente por la adición de una DRA anillo, como muestra la *Figura 79* [65,66, 90-93]. El monopolo y la DRA anillo están centrados sobre el mismo eje, y el monopolo

hace las funciones de radiador de un cuarto de longitud de onda y de alimentación de la DRA. La DRA está diseñada para operar en el modo TM_{016} , que tiene un diagrama de campo circular simétrico similar al de una antena monopolo corto. Esto permite la situación centralizada del monopolo para excitar eficientemente la DRA. El monopolo está diseñado para operar en la parte baja del espectro, mientras la DRA opera en la parte alta. Para conseguir comportamiento banda ancha, las dos frecuencias de resonancia están elegidas tal que se mantienen unas mínimas pérdidas de retorno sobre el ancho de banda de operación. (Las dos frecuencias pueden estar más separadas si se requiere operar en banda dual en lugar de en banda ancha).

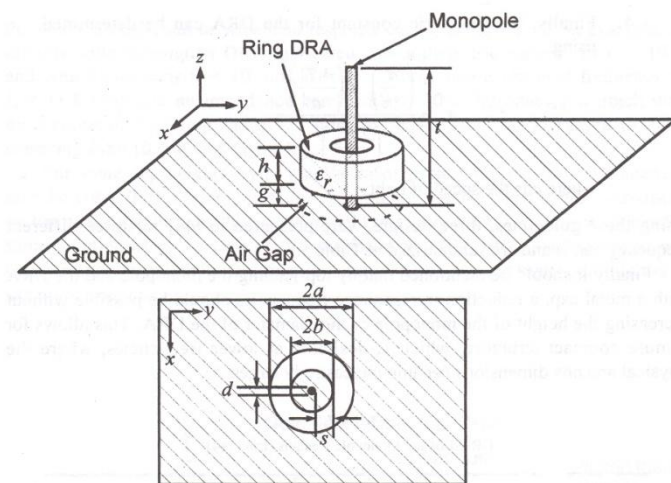


Figura 79. DRA cargada con antena monopolo

4.13 DRA RECTANGULAR CON UNA MUESCA

Como ya se ha explicado, la DRA anillo tiene el factor de calidad más bajo que la DRA cilíndrica sólida correspondiente y por consiguiente, un potencial de ancho de banda mayor. El factor de calidad bajo se consigue quitando la porción central del material dieléctrico de la DRA cilíndrica. Un concepto similar se aplica a la DRA rectangular [94]. Se introduce una muesca en el centro de la DRA, como se muestra en la Figura 80, y aplicando la Teoría de Imágenes, la muesca aparece de forma similar a un “anillo” cuadrado, como se ve en la Figura 81. Ajustando las dimensiones (g y l) de la muesca, se puede lograr una respuesta de banda ancha o banda dual.

Para algunas alturas de los huecos, hay un acoplamiento insuficiente de la apertura dentro de la DRA. Para incrementar este acoplamiento, se puede introducir un dieléctrico de alta permitividad encima de la apertura, como muestra la Figura 80 [95]. Este dieléctrico introducido tiene la función de actuar como un transformador de impedancia entre la línea microstrip y la DRA. Otra solución alternativa es usando una sonda de acoplo.

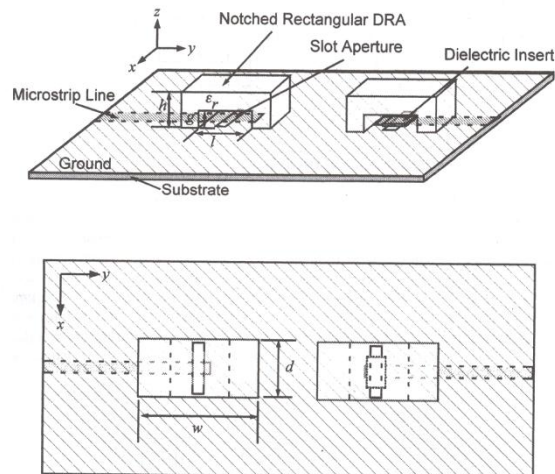


Figura 80. DRA rectangular con una muesca

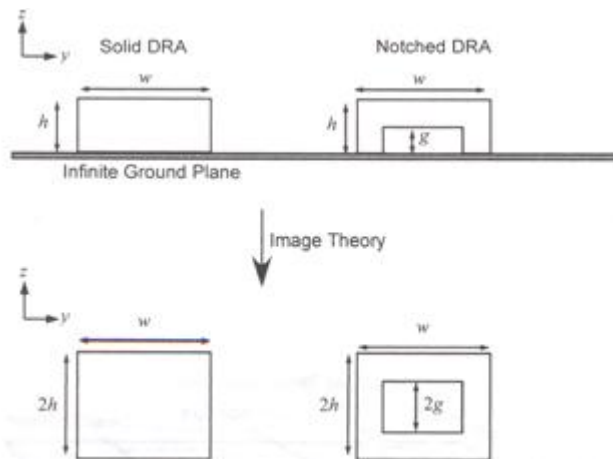


Figura 81. Modelo equivalente de una DRA con una muesca usando Teoría de Imágenes

4.14 DRA PIRÁMIDE ESCALONADA INVERTIDA

Como ya sabemos, una DRA individual apilada es un método de incrementar el ancho de banda. En lugar de usar DRAs apiladas, puede ser fabricada una sola DRA dentro de una pirámide escalonada invertida, como muestra la *Figura 82*, para aumentar el ancho de banda [61-63]. Para lograr una respuesta de banda ancha se ajustan las dimensiones de cada escalón, y la localización de las múltiples resonancias.

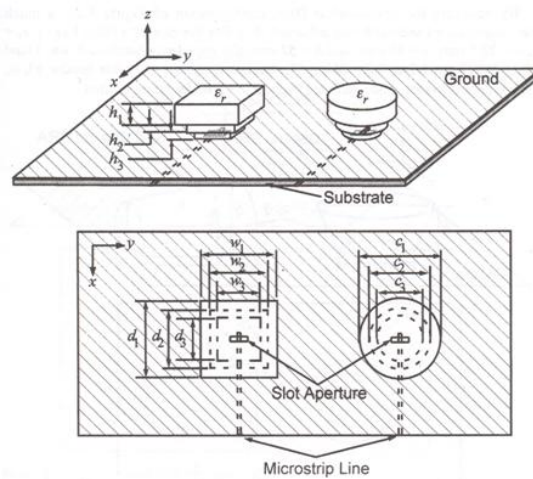


Figura 82. Ejemplos de DRAs escalonadas

4.15 DRAs CÓNICAS

Comparando una DRA cilíndrica con una DRA cónica con la misma altura y el mismo radio, se logra un pequeño aumento de ancho de banda en la DRA cónica que no merece la complicación adicional de fabricación. Sin embargo, cuando la misma DRA cónica es invertida, como se ve en la *Figura 83*, el ancho de banda se incrementa un 13%, (y también la frecuencia de resonancia), cerca del doble del ancho de banda correspondiente a la DRA cilíndrica.

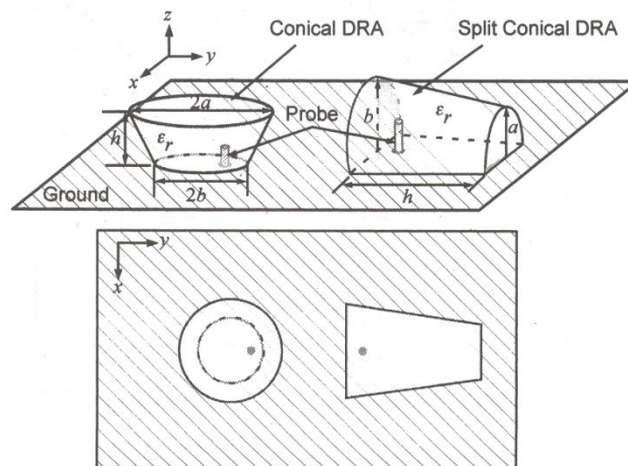


Figura 83. DRA cónica y DRA cónica cortada

Para la configuración mostrada en la *Figura 83* de una DRA cónica cortada, se logró mayor ancho de banda de impedancia [54].

4.16 DRA TETRAÉDRICA

La DRA tetraédrica invertida, como vemos en la *Figura 84*, fue propuesta para aplicaciones de banda ancha [59, 60]. La DRA tetraédrica ofrece una ventaja sobre la DRA cónica cortada, que es que el diagrama de radiación permanece prácticamente constante sobre el ancho de banda de impedancia. Las ecuaciones para predecir la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la DRA tetraédrica aún no están desarrolladas. Como una aproximación, se pueden usar las ecuaciones para una DRA triangular equilátera.

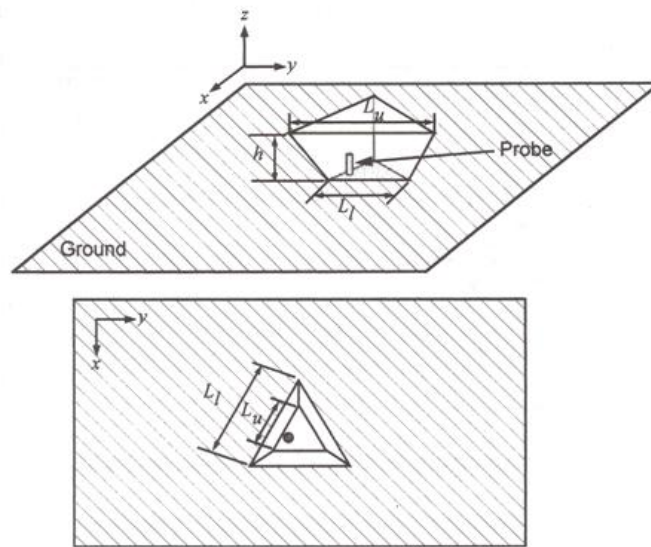


Figura 84. DRA tetraédrica invertida

5. APLICACIONES FUTURAS

5.1 MINIATURIZACIÓN DE DRA PARA WLAN A 5.8 GHz

El desarrollo de los sistemas de comunicación inalámbricos ha crecido rápidamente en la última década. Como consecuencia, se ha experimentado un incremento en la demanda de antenas efectivas y de pequeño tamaño, lo cual deriva en un reto para los investigadores.

Tanto una antena microstrip como una DRA es una elección adecuada para aplicaciones inalámbricas, aunque una DRA posee algunas ventajas sobre una antena microstrip, como una alta eficiencia de radiación, un perfil bajo, amplio ancho de banda de impedancia... [96] Otra de las características atractivas de una DRA es que puede ser usada en bandas de frecuencia de ondas milimétricas debido a la ausencia de ondas de superficie y pérdidas de conducción [97], además se pueden alimentar a través de diferentes métodos.

La frecuencia de resonancia de una DRA es función de la constante dieléctrica y de las dimensiones físicas. En realidad, la constante dieléctrica afecta al tamaño de la DRA y al ancho de banda de impedancia. Aumentar la constante dieléctrica produce una reducción de tamaño, aumenta el factor de calidad y el ancho de banda se hace más estrecho.

Como ya conocemos, existen diferentes técnicas para aumentar el ancho de banda de una DRA, por ejemplo, modificando las formas básicas. Sin embargo, ninguna de las técnicas conocidas puede garantizar el tamaño compacto. Para mantener un tamaño pequeño y las exigencias en los dispositivos inalámbricos portátiles, existen varias posibilidades. Una de ellas es aumentar el ancho de banda, pero esto conlleva un estrechamiento en el ancho de banda; otra forma utilizado en antenas parche es usar formas fractales. El tamaño de la DRA se puede reducir colocando un plato metálico en la parte superior de la antenna para lograr así, la miniaturización. Por tanto, la antenna delgada en que la relación superficie-volumen es alta, es una buena elección para reducir el tamaño.

El método conocido como DRA multinivel (varias DRA juntas), también puede ser usado para ampliar el ancho de banda de la antenna. Se pueden usar dos o más segmentos pero el concepto permanece siempre en alterar el mismo modo en frecuencias algo diferentes para cada segmento. Por tanto, el ancho de banda total, es la combinación de las respuestas individuales de cada segmento. La DRA de Dos Segmentos (Two Segment DRA, TSDRA) ha sido investigada con los segmentos dispuestos en horizontal [90] o en vertical [98].

La TSDRA con estructura de proporción alta, se conoce como antenna delgada [21], donde los dos componentes se combinan juntos, como se ve en la *Figura 85*, para producir un diseño nuevo con el funcionamiento existente mejorado y para las aplicaciones WLAN de próximas generaciones. Algunas de las ventajas que incluye son un gran ancho de banda, miniaturización, coste reducido y estructuras simplificadas.

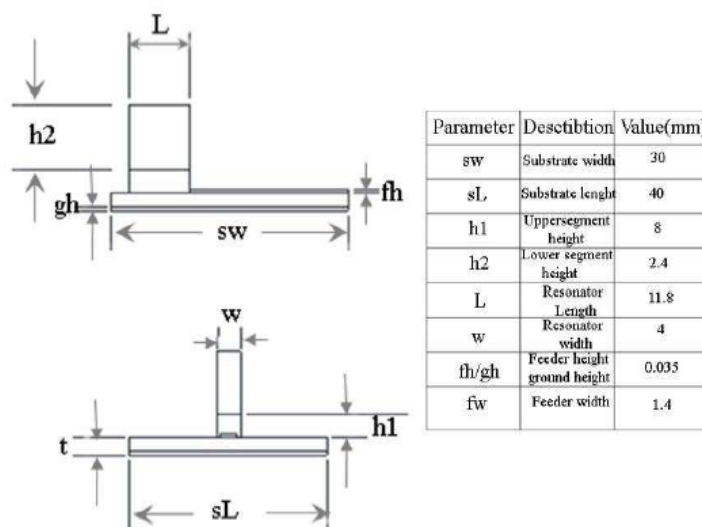


Figura 85. Geometría de una DRA delgada de dos segmentos

Aunque el diseño sufra algunos de los efectos anteriormente mencionados al variar algunos parámetros, la estructura propuesta proporciona el volumen más pequeño comparado con otras estructuras más sencillas como es una DRA simple. Además, la TSDRA mantiene la ganancia y el ancho de banda de impedancia todavía adecuados para aplicaciones WLAN, que operan entre 5 y 6 GHz y requieren un mínimo de ancho de banda de impedancia de 675 MHz.

Los futuros estudios de esta estructura se basan en la posibilidad de usar polarización circular e incrementar el ancho de banda de impedancia [99].

5.2 DRAS APLICADAS A SISTEMAS DE IDENTIFICACIÓN POR RADIOFRECUENCIA (RFID)

Los sistemas RFID fueron introducidos como solución para la identificación de un gran volumen de objetos en un periodo corto de tiempo. Los sistemas RFID proporcionan una identificación física de los objetos sin necesidad de tener una línea de visión directa de comunicación [100-102]. Los componentes principales de un sistema RFID son los tags, lectores y un ordenador principal. Los tags se colocan físicamente en los objetos para identificarlos. Los lectores convierten las señales radio enviadas por los tags para obtener los datos digitales y enviarlos al ordenador principal.

El uso de sistemas RFID depende de la banda de frecuencias licenciada por los gobiernos. El tamaño, la forma, la sensibilidad de operación por la proximidad de diferentes materiales y el coste son compensaciones importantes en todos los diseños. No hay ningún tag óptimo para todos los usos, y por tanto, el campo de diseño de RF está abierto a ideas innovadoras.

Ya que las pérdidas metálicas de las DRAs son insignificantes, son altamente eficientes cuando se opera a frecuencias de ondas milimétricas. Por el contrario, un resonador dieléctrico de alta permitividad puede ser usado como una antena pequeña de perfil bajo operando a bajas frecuencias de microondas.

Comúnmente, las antenas son diseñadas para acoplar la carga y reducir al mínimo las ondas a lo largo de la línea de alimentación. Sin embargo, para antenas RFID la carga está próxima a la antena y también al reactivo. Por tanto, para mejorar el funcionamiento del tag, la potencia transferida a la carga debe ser maximizada [100].

Un posible diseño de antena tag para RFID consiste en un anillo resonador dieléctrico con una permitividad $\epsilon_{rd} = 37$, con un radio interior $R_1 = 1$ mm, un radio exterior $R_2 = 4.44$ mm y una altura $H_d = 1$ mm, colocado sobre un sustrato de permitividad relativa $\epsilon_s = 4.4$, con un monopolo microstrip impreso en forma de L con longitud total igual a la mitad de la longitud de onda de la primera frecuencia de resonancia que es 2.45 GHz, como se ve en la *Figura 86*. Las dimensiones del anillo resonador dieléctrico fueron elegidas de forma que resonara en la banda de los 5.8 GHz. Así pues, el resonador se comporta como tal en la banda más alta. Pero en la banda más baja, el resonador dieléctrico está por debajo de su

resonancia y trabaja como una carga de permitividad relativa alta. Por lo tanto, en la banda más baja, el monopolo es el mayor radiador, y su frecuencia de resonancia está determinada por su longitud.

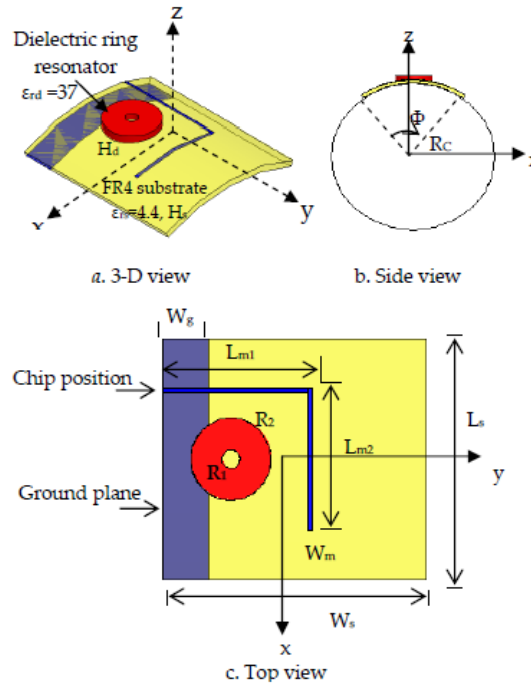


Figura 86. Geometría de una antena tag RFID curvada en la banda dual en el espacio libre

El anillo resonador dieléctrico tiene una superficie plana superior mientras que su superficie inferior seguirá la forma de la curvatura del tag en el espacio libre o la forma de la superficie del objeto conectado. De forma similar, la forma en L del monopolo, el sustrato, y el plano de masa parcial seguirán la forma de la curvatura del tag en el espacio libre.

En la Figura 87 están representados los diagramas de radiación a la frecuencia de resonancia más baja y a la frecuencia de resonancia más alta para una antena tag RFID planar en el espacio libre. Se obtiene un diagrama de radiación omnidireccional en el plano xz para $f_1 = 2.45$ GHz y $f_2 = 5.8$ GHz que mantienen los requerimientos del sistema RFID.

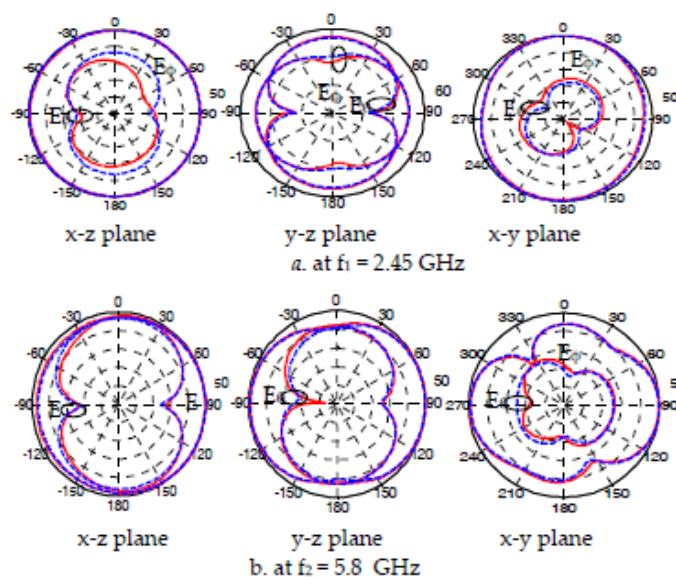


Figura 87. Diagrama de radiación de una antena tag RFID planar en la banda dual en el espacio libre para diferentes planos

La forma, el tamaño, el material y el contenido del objeto afectan al funcionamiento del tag RFID. Los objetos conectados pueden tener una superficie plana o una superficie curva. Las etiquetas RFID funcionan en la banda de frecuencias de microondas con frecuencias centrales dadas en 2.45 GHz y 5.8 GHz. El tag RFID tiene las principales aplicaciones en las industrias químicas y farmacéuticas. Los objetos pueden tener formas superficiales diferentes como plana, cilíndrica o esférica.

La antena presenta una buena impedancia con un microchip-IC disponible en el mercado sin necesidad de utilizar una red adicional. La curvatura tiene un pequeño efecto sobre la impedancia de entrada de la antena, el coeficiente de reflexión y el rango de lectura en la banda de frecuencias más baja. Mientras en la banda de frecuencia más alta hay un pequeño cambio en la frecuencia de resonancia [103].

5.3 USO MULTIFUNCIONAL DEL RESONADOR DIELECTRICO CILÍNDRICO PARA CIRCUITOS DE MICROONDAS Y APLICACIONES DE ANTENA

El principal objetivo es llevar a cabo la realización de dispositivos multifuncionales para ser usado como filtro, oscilador así como objetivos de irradiación por excitar modos mutuamente independientes simultáneamente. Podemos diferenciar tres categorías o contribuciones principales. La primera categoría es el uso de resonadores dieléctricos en realizaciones multifunción. Un dieléctrico cilíndrico resonante, incluido en una cavidad hipotética resonante, que actúa como un protector para el modo que resuena, mientras que se comporta de forma transparente para el modo radiante, es un diseño de una DRA en una polarización filtrada por una cavidad para aplicaciones de función dual. Una posible aplicación para este dispositivo es un receptor de antena a la frecuencia del modo radiante y puede incorporar un oscilador local operando a la frecuencia de resonancia del modo resonante. Además se puede diseñar una DRA para aplicaciones GPS y WLAN, donde se

obtienen una antena con polarización circular en broadside y una antena omnidireccional simultáneamente por excitar dos modos independientes.

Para utilizar la DRA de forma que ejerza la función de tres dispositivos, se utiliza un resonador dieléctrico que actúa simultáneamente como radiador dual y como filtro, que funciona a la frecuencia inferior que radia la banda del modo de trabajo.

Cabe la posibilidad, de emplear las DRAs en el diseño de sistemas de radiogoniometría. Esta operación se logra comparando la señal recibida con dos diagramas de antena generados por el resonador dieléctrico. Estos diagramas se obtienen excitando cierto modo a través de dos puertos diferentes, una vez desfasados y una vez en fase, produciendo un diagrama de radiación tipo broadside y uno tipo monopolo.

Por su pequeño tamaño, la DRA puede ser usada para hacer un rastreo manual aproximado de un objetivo. También se puede emplear como alimentación para la antena del reflector para una radiogoniometría exacta.

Debido al estudio de los dispositivos multifuncionales con un solo resonador dieléctrico, se investiga el empleo de modos de orden más altos y explorar la capacidad de incorporar tales modos a nuevos dispositivos de microondas. Los resonadores cilíndricos dieléctricos que sostienen un alto factor de calidad de los modos electromagnéticos se llaman "Whispering Gallery Modes" (WGMs). Tales modos se emplean en el campo de la electrodinámica cuántica (QEM), en la fotónica y en telecomunicaciones.

Otra aplicación estudia la capacidad de excitar un modo tipo WGM transversal magnético y usarlo para realizar un compás de puntas de potencia igualmente distribuida para emplearlo como alimentación serie de la antena [104].

6. CONCLUSIONES

Un resonador dieléctrico (DR) es un componente que resuena en cierto rango estrecho de frecuencias. Los resonadores se pueden usar como elementos de bajas pérdidas y alto factor de calidad, con un tamaño compacto y una tecnología favorable para circuitos impresos.

Los DR pueden funcionar como radiadores, es decir, pueden realizar la función de una antena eficiente gracias a su baja constante dieléctrica. Las primeras formas de antenas estudiadas fueron la semiesférica, cilíndrica y rectangular.

Las principales ventajas de las antenas resonantes dieléctricas (DRA) es el alto grado de flexibilidad y diversidad, permitiendo diseños que se ajustan a los requerimientos físicos o eléctricos de cada aplicación. Como desventaja, la fabricación es compleja.

Debido al alto factor de calidad y a la estabilidad que presenta un DR, tienen un comportamiento óptimo para ser empleados como osciladores y como filtros.

Como ya se ha citado, las tres formas básicas de la DRA son la semiesférica, cilíndrica y rectangular. Con la configuración semiesférica es posible predecir la frecuencia de resonancia, el factor de radiación y el modelo de radiación a partir de cálculos y soluciones analíticas.

Los modos que pueden ser excitados en una DRA semiesférica se dividen en TE y TM, siendo el modo fundamental y de orden más bajo el modo TE_{111} . Dicho modo presenta un

diagrama de radiación similar al de un dipolo magnético corto horizontal. También es importante el modo TM_{101} cuyo diagrama de radiación es similar al de un monopolo eléctrico corto.

Una DRA semiesférica puede ser excitada mediante una sonda coaxial o una ranura practicada en el plano de masa. A su vez, esta excitación produce un diagrama de radiación broadside o endfire, dependiendo del tipo de alimentación y de la orientación de la misma.

Si la DRA es alimentada por sonda coaxial excitaremos el modo TE_{111} , cuyo diagrama de radiación será casi independiente de la constante dieléctrica y del radio de la esfera. La frecuencia de resonancia para esta configuración es menor que la frecuencia de resonancia calculada para un sistema de fuente libre. Este efecto se debe a la presencia del cable, que distorsiona la distribución de campo en el interior de la DRA semiesférica.

El efecto de desplazar la sonda, para diferentes longitudes de la misma, con respecto del centro de la DRA, es un aumento en la resistencia de entrada a medida que aumenta la distancia centro-sonda. Este aumento de resistencia se produce hasta alcanzar un pico o valor máximo, a partir del cual decrece. Este valor de pico es proporcional a la longitud de la sonda.

El cambio de posición de la sonda también provoca una disminución en la frecuencia de resonancia hasta alcanzar el valor de pico de la resistencia de entrada, a partir del cual la frecuencia se mantiene estable.

Si variamos la constante dieléctrica, varía la longitud eléctrica de la sonda, y la impedancia de entrada experimenta unas variaciones similares a las causadas por la variación de la posición de la sonda. Al aumentar la constante dieléctrica, aumentará la impedancia.

Si la DRA es alimentada por ranura, equivale a la alimentación mediante dipolo eléctrico, por tanto, acopla el campo magnético. Para excitar el modo TE_{111} , como en el caso de la excitación por sonda, la ranura debe estar centrada a lo largo del eje x o y .

La presencia de la ranura afecta significativamente a la distribución de campo y a la frecuencia de resonancia. Al disminuir la longitud de la ranura, la impedancia de entrada también disminuye, y la posición del pico que alcanza la resistencia de entrada, se desplaza hacia frecuencias altas. La reactancia de la impedancia de entrada de una ranura corta llega a ser inductiva, y mayor que la parte real de la impedancia de entrada.

Si aumentamos la constante dieléctrica, aumenta la impedancia de entrada; por el contrario, la frecuencia de resonancia disminuye. Es importante saber que el ancho de banda es inversamente proporcional a la constante dieléctrica.

Si se desea trabajar con el modo TM_{101} , puede ser excitado a través de una sonda situada en el centro de la DRA. Con este modo, se consigue una frecuencia de resonancia de aproximadamente un 40% superior a la frecuencia del modo TE_{111} . Si la constante dieléctrica es superior a 45, el modo TM_{101} tendrá mayor factor de calidad. En el caso opuesto, $\epsilon_r < 45$, TM_{101} tendrá el factor de calidad menor.

La DRA cilíndrica ofrece un grado más de libertad en el diseño que la DRA semiesférica. Para un modo, existen varias frecuencias de resonancia y varios factores de calidad con un radio y una constante dieléctrica fijos.

Los modos de un resonador dieléctrico se dividen en TM, TE y HE (modos híbridos). Los modos más usados son: $TM_{01\delta}$, semejante a un monopolo eléctrico corto; $TE_{01\delta}$, semejante a un monopolo magnético corto; $HE_{11\delta}$, semejante a un dipolo magnético corto. El modo dominante es el TM_{110} , es decir, el modo con menor frecuencia de resonancia.

El tipo de excitación de la DRA y su localización determina los modos que se excitan. Como se ha comprobado, una ranura practicada en el plano de masa excita el modo $HEM_{11\delta}$ en la dirección broadside, y una sonda en el interior del cilindro excita los modos TE o TM, según la relación a/h .

El campo radiado para un cilindro alimentado por una sonda descentrada, con un valor alto para la relación a/h , es esencialmente omnidireccional. A medida que disminuye a/h , se desarrolla un nulo en la dirección normal al plano del radiador.

Se ha demostrado que el efecto de disminuir la constante dieléctrica sobre la frecuencia de resonancia, provoca que ésta última aumente, siempre que la sonda esté descentrada y cerca del borde del cilindro.

Es posible conseguir un acoplo de la impedancia de entrada solo variando la posición de la sonda de alimentación. Esta finalidad también se puede obtener modificando la longitud de la sonda. Concluimos que el comportamiento de la impedancia es debido a la resonancia asociada al cilindro dieléctrico y a la sonda de alimentación.

Una sonda adyacente a la DRA excita el modo $HEM_{11\delta}$; una sonda situada en el centro de la DRA excita el modo $TM_{01\delta}$. La alimentación mediante ranura se emplea para trabajar a altas frecuencias. Este tipo de alimentación excita el modo híbrido $HEM_{11\delta}$.

Al modificar el radio del resonador, manteniendo las dimensiones de la ranura de alimentación fijas, varían al grado de acoplamiento y la frecuencia de resonancia. Queda demostrado que el valor de la impedancia de entrada depende de la posición del centro del resonador respecto de la ranura.

Una DRA cilíndrica excitada mediante ranura es un tipo de antena que combina las ventajas de la apertura con el alto potencia de los resonadores dieléctricos.

Existe un tercer método de alimentación por acoplo aproximado mediante líneas microstrip, que de la misma forma que la ranura, excita el modo $HE_{11\delta}$ en la DRA cilíndrica; y el modo $TE_{01\delta}^x$ en la DRA rectangular.

La DRA rectangular ofrece un grado más de libertad que la DRA cilíndrica y dos grados más que la DRA semiesférica, para su diseño.

Los modos de una guía rectangular dieléctrica se pueden dividir en TM y TE. Los modos de orden más bajo de la DRA rectangular son $TE_{11\delta}^x$, $TE_{1\delta 1}^y$ y $TE_{11\delta}^z$ para $w > d > b$. Los modos de

orden más alto son $TE_{\delta 31}^x$, $TE_{\delta 13}^x$ y $TE_{\delta 21}^x$. Cabe destacar que el modo $TE_{\delta 12}^x$ no existe para el caso de una DRA montada sobre un plano de masa debido a que la componente de campo E tangencial es nula en $z = 0$.

La frecuencia de resonancia de cada modo es función de las dimensiones de la DRA. Por tanto, eligiendo correctamente los valores, se evita excitar los modos no deseados.

Una sonda localizada adyacente a una DRA rectangular excita el modo $TE_{\delta 11}^x$. Las sondas se emplean para bajas frecuencias, cuando el tamaño de la ranura necesaria es demasiado grande. Una DRA alimentada por una ranura orientada en la dirección x , también excita el modo $TE_{\delta 11}^x$.

La variación del tamaño de la ranura de alimentación afecta a distintos parámetros, de forma que si aumenta el tamaño de la ranura, el ancho de banda de adaptación incrementa y la respuesta en frecuencia se desplaza hacia arriba. Es posible ajustar la respuesta en impedancia descentrando la DRA con respecto de la ranura. Este cambio provoca un desplazamiento hacia abajo de la respuesta en frecuencia y una reducción del ancho de banda de impedancia.

Además de las tres formas básicas de DRAs (semiesférica, cilíndrica y rectangular), existen forma derivadas a partir de ellas. Otro grupo a considerar son las llamadas antenas híbridas, que combinan una DRA con otra antena no dieléctrica.

Las mejoras más significativas que se consigue modificando las formas básicas son: aumento de ancho de banda, incremento de la frecuencia de resonancia, proporcionar diseños más compactos, reducción del factor de calidad (óptimo para cavidades resonantes), producir polarización circular o permitir operar en banda dual, como por ejemplo, las antenas híbridas.

Finalmente, para aumentar el ancho de banda, los métodos utilizados para todas las geometrías es un diseño apropiado de alimentación o la introducción de huecos de aire entre la DRA y el plano de masa. Estas modificaciones tienen efectos negativos, por ejemplo, una variación en la forma de la ranura de alimentación aumenta la relación delante-atrás debido a su radiación, aumentan las pérdidas de retorno o se excitan modos de orden superior no deseados. Generalmente, si se utilizan hueco de aire se produce un aumento en la frecuencia de resonancia, una disminución en el factor de calidad y un cambio en la impedancia de entrada.

Otro método de aumento de ancho de banda es utilizar más de una DRA, que se puede combinar, o no, con los métodos anteriormente descritos.

7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Richtinger, R.D., "Dielectric Resonators," *Journal of Applied Physics*, Vol. 10, June 1939, pp. 391-398.
- [2] Okaya, A., and L. F. Barash, "The Dielectric Microwave Resonator ," *Proceedings of the IRE*, Vol.50, Oct. 1962, pp. 2,081-2,092.
- [3] Cohn, S.B., "Microwave Bandpass Filters Containing High Q Dielectric Resonator," *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, Vol. 16, April 1968, pp. 218-227.
- [4] Fiedziuszko, S.J., "Microwave Dielectric Resonators," *Microwave Journal*, Sept. 1986, pp. 189-200.
- [5] Kajfez, D., and P. Guillon, (eds.), "Dielectric Resonators," Dedham, MA: Artech House, 1986.
- [6] Long, S.A., M.W. McAllister, and L.C. Shen, "The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna," *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, Vol. 31, No. 3, March 1983, pp. 406-412.
- [7] McAllister, M.W., and S.A. Long, "Rectangular Dielectric-Resonator Antenna," *IEE Electronics Letters*, Vol. 19, Marc 1983, pp. 218-219.
- [8] McAllister, M.W., and S.A. Long, "Resonant Hemispherical Dielectric Antenna," *IEE Electronics Letters*, Vol. 20, April 1984, pp. 657-659.
- [9] Birand, M.T., and R.V. Gelsthorpe, "Experimental Millimetric Array Using Dielectric Radiators Fed by Means of Dielectric Waveguide," *IEE Electronics Letters*, Vol. 17, No. 18, Sept. 1981, pp. 633-635.
- [10] Haneishi, M., and H. Takazawa, "Broadband Circularly Polarised Planar Array Composed of a Pair of Dielectric Resonator Antennas," *IEE Electronics Letters*, Vol. 21, No. 10, May 1985, pp. 437-438.
- [11] Mongia, R.K., and P. Bhartia, "Dielectric Resonator Antennas – A Review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwidth," *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, Vol. 4, No.3, 1994. pp. 230-247.
- [12] Petosa, A., et al., "Recent Advances in Dielectric Resonator Antenna Technology," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 40, June 1998, pp. 35-48.
- [13] Gastine, M., L. Courtois, and J.J. Dormann, "Electromagnetic Resonances of Free Dielectric Spheres," *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, Vol. 15, No. 12, Dec. 1967, pp. 694-700.

- [14] D. Kajfez, A. W. Glisson, and J. James, "Computed modal field distributions for isolated dielectric resonators," IEEE Transactiond on Microwave Theory and Techniques, MTT-32, pp.1609-1616, 1984.
- [15] McAllister, M., and S.A. Long, "Resonant Hemispherical Dielectric Antenna," IEE Electronics Letters, Vol. 20, No. 16, Aug. 1984, pp. 657-659.
- [16] Leung, K.W., et al., "Theory and Experiment of a Coaxial Probe Fed Hemispherical Dielectric Resonator Antenna," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 41, No. 10, Oct. 1993, pp. 1390-1398.
- [17] Leung, K.W., et al., "Input Impedance of Aperture Coupled Hemispherical Dielectric Resonator Antenna," IEE Electronics Letters, Vol. 29, No. 13, June 1993, pp. 1165-1167.
- [18] Leung, K.W., and K.M. Luk, "Radiation Characteristics of Aperture-Coupled Hemispherical Dielectric Resonator Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 7, No. 14, Oct. 1994, pp. 677-679.
- [19] A. A. Kishk, H. A. Auda, and B. C. Ahn, "Radiation characteristics of cylindrical dielectric-resonator antennas with new applications," IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, 31, pp. 7-16, Feb. 1989.
- [20] Ahmed A. Kishk, G. Zhou, and Allen W. Glisson, "Analysis of Dielectric-Resonator Antennas with Emphasis on Hemisferical Structures," Department of Electrical Engineering, University of Mississippi.
- [21] G. P. Junker, A. A. Kishk, and A. W. Glisson, and D. Kajfez, "Effect of an air gap on a cylindrical resonator antennas operating in the TM_{01} mode," Electronics Letters, 30, No. 2, pp. 97-98, 1994.
- [22] G. Zhou, "Analysis of a hemisferical dielectric-resonator antenna (DRA) excited by a coaxial probe or a narrow slot," master's thesis, Department of Electrical Engineering, University of Mississippi, December, 1993.
- [23] G. P. Junker, A. A. Kishk, and A. W. Glisson, "Input Impedance of an aperture coupled dielectric-resonator antenna," accepted by 1994 International Symposium on Antennas and Propagation.
- [24] Leung, K. W., et al., "On the TM_{101} Mode of Dielectric Resonator Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 6, No.11, Sept. 1993, pp. 626-629.
- [25] H. Y. Yee, "Natural resonant frequencies of microwave dielectric resonators," IEEE Trans, Microwave Theory Tech., Vol. MTT-13, p. 256, Mar. 1965
- [26] P. Guillon and Y. Garault, "Accurate resonant frequencies of dielectric resonators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-25, pp. 916-922, Nov. 1977.

- [27] Mongia, R. K., and P. Bartia, "Dielectric Resonator Antennas – A Review and General Design Relations for Resonant Frequency and Bandwidth," *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, Vol. 4, No. 3, pp. 230-247.
- [28] Sethares, J.C., and J. Naumman, "Design of Microwave Dielectric Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, Vol. 14, No. 1, Jan. 1966, pp. 2-7.
- [29] Stuart A. Long, Mark W McAllister and Liang C. Shen., "The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. Ap-31, No. 3, May 1983
- [30] Kranenburg, R. A., and Long, S. A., "Microstrip transmission line excitation of dielectric resonator antennas," *Electron. Lett.*, 1998, 24, pp. 1156-1157.
- [31] Pozar, D. M.: "Microstrip antenna apertura-coupled to a microstrip line," *Electronic Letters*, 1989, 25, (20), pp.1338-1340.
- [32] A. A. Kishk, H. A. Auda, and B. C. Ahn, "Accurate prediction of radiation patterns of dielectric resonator antennas," *Electron. Lett.*, 1987, 23, (25), pp. 1374-1375.
- [33] J.T.H.ST.Martin, Y.M.M. Antar, A.A. Kishk, A. Ittipiboon, M.Cuhaci., "Dielectric Resonator Antenna Using Aperture Coupling," *IEE Electronic Letters* 22nd November 1990 Vol. 26 No. 24.
- [34] Kishk, A.A., et al., "Slot-Excitation of the Dielectric Disk Radiator," *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, Vol. 43, No. 2, Feb. 1995, pp. 198-201.
- [35] Lo, H.Y., et al., "Low Profile Equilateral-Triangular Dielectric Resonator Antenna of Very High Permittivity," *IEE Electronics Letters*, Vol. 35, No. 25, Dec. 1999, pp. 2,164-2,166.
- [36] Leung, K.W., et al., "Annular-Slot-Coupled Dielectric Resonator Antenna," *IEE Electronics Letters*, Vol. 34, No. 13, June 1998, pp. 1,275-1,277.
- [37] Huang, C.Y., J.Y. Wu, and K.L. Wong, "Cross-Slot-Coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarization," *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, Vol. 47, No. 4, April 1999, pp. 605-609.
- [38] Huang, C.Y., and C.F. Yang, "Cross-Aperture Coupled Circularly-Polarized Dielectric Resonator Antenna," *IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest AP-S 1999*, Orlando, FL, pp. 34-37.
- [39] Ittipiboon, A., et al., "Aperture Fed Rectangular and Triangular Dielectric Resonators for Use as Magnetic Dipole Antennas," *IEE Electronics Letters*, Vol. 29, No. 23, Nov. 1993, pp. 2,001-2,002.

- [40] Wong, K.L., N. C. Chen, and H. T. Chen, "Analysis of a Hemispherical Dielectric Resonator Antenna with an Air Gap," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, No. 9, Oct. 1993, pp. 355-357.
- [41] Mongia, R. K., "Half-Split Dielectric Resonator Placed on Metallic Plane for Antenna Applications," IEE Electronics Letters, Vol. 25, No. 7, March 1989, pp. 462-464.
- [42] Mongia, R. K., "A Half-Split Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Using Slot Coupling," Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, No. 2, Feb. 1993, pp. 38-39.
- [43] Verplanker, M., and J. Van Bladel, "The Electric Dipole Resonances of Ring Resonators of Very High Permittivity," IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, Vol. 24, No. 2, Feb. 1976, pp. 108-112.
- [44] Mongia, R. K., et al., "Electric Monopole Antenna Using a Dielectric Ring Resonator," IEE Electronics Letters, Vol. 29, No. 17, Aug. 1993, pp. 1530-1531.
- [45] Mongia, R. K., "Small Electric Monopole Mode Dielectric Resonator Antenna," IEE Electronics Letters, Vol. 32, No. 11, May 1996, pp. 957-949.
- [46] Li, Z., C. Wu, and J. Litva, "Adjustable Frequency Dielectric Resonator Antenna," IEE Electronics Letters, Vol. 32, No. 7, Feb. 1996, pp. 606-607.
- [47] Tam, M.T.K., and R.D. Murch, "Half Volume Dielectric Resonator Antenna Designs," IEE Electronics Letters, Vol. 33, No. 23, Nov. 1997, pp. 1914-1916.
- [48] Tam, M.T.K., and R.D. Murch, "Compact Cylindrical Sector Dielectric Resonator Antennas," IEEE Antennas & Propagation Symposium Digest AP-S 1998, Atlanta, GA, pp. 1958-1961.
- [49] Tam, M.T.K., and R.D. Murch, "Compact Circular Sector and Annular Sector Dielectric Resonator Antennas," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 47, No. 5, May 1999, pp. 837-842.
- [50] Tam, M.T.K., and R.D. Murch, "Circularly Polarized Circular Sector Dielectric Resonator Antenna," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 48, No. 1, Jan. 2000, pp. 126-128.
- [51] Tam, M.T.K., and R.D. Murch, "Compact Circular Sector and Annular Sector Dielectric Resonator Antennas for Wireless Communication handsets," Chapter 7 in Dielectric Resonator Antennas, K.M Luk, K.W. Leung, (eds.), Hertfordshire, England: Research Studies Press, 2003.
- [52] Kishk, A.A., "An Elliptical Dielectric Resonator Antenna Designed for Circular Polarization with a Single Feed," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 37, No.6, June 2003, pp. 454-456.
- [53] Kishk, A.A., A.W. Glisson, and Y. Yin, "Conical Dielectric Resonator Antennas Excited by a Coaxial Probe," Microwave Optical Technology Letters, Vol. 29, No. 3, May 2001, pp. 160-162.

- [54] Kishk, A.A., Y. Yin, and A.W. Glisson, "Conical Dielectric Resonator Antennas for Wideband Applications," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 50, No. 4, April 2002, pp. 469-474.
- [55] Ittipiboon, A., et al., "A Circular Polarized Dielectric Guide Antenna with a Single Slot Feed," Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 94, Ottawa, Canada, Aug. 1994, pp. 427-430.
- [56] Ittipiboon, A., et al., "Aperture Fed Rectangular and Triangular Dielectric Resonators for Use as Magnetic Dipole Antennas," IEE Electronics Letters, Vol. 29, No. 23, Nov. 1993, pp. 2001-2002.
- [57] Lo, H.Y., et al., "Low Profile Equilateral-Triangular Dielectric Resonator Antenna of Very High Permittivity," IEE Electronics Letters, Vol. 35, No. 25, Dec. 1999, pp. 2164-2166.
- [58] Kishk, A.A., "A Triangular Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe," Microwave Optical Technology Letters, Vol. 30, No. 5, Sept. 2001, pp. 340-341.
- [59] Kishk, A.A., "Tetrahedron and Triangular Dielectric Resonator Antenna with Wideband Performance," IEEE Antennas & Propagation Symposium Digest AP-S 2002, San Antonio, TX, Vol.4, pp. 462-465
- [60] Kishk, A.A., "Wide-Band Truncated Tetrahedron Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 51, No. 10, Oct. 2003, pp.2913-2917.
- [61] Pliakostathis, K., and D. Mirshekar-Syahkal, "Stepped Dielectric Resonators Antennas for Wideband Applications," IEEE Antennas & Propagation Symposium Digest 2004, Monterey, CA, Vol. 2, pp. 1367-1370.
- [62] Chair, R., et al., "Broadband Aperture-Coupled Flipped Staired Pyramidal and Conical Dielectric Resonator Antennas," IEEE Antennas & Propagation Symposium Digest 2004, Monterey, CA, Vol. 2, pp. 1375-1378
- [63] Chair, R., et al., "Wideband Flipped Staired Pyramid Dielectric Resonator Antennas," IEE Electronics Letters, Vol. 40, No. 10, May 2004, pp. 581-582.
- [64] Ittipiboon, A., A. Petosa, and S. Thirakoune, "Bandwidth Enhancement of a Monopole Using Dielectric Resonator Antenna Loading," Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 2002, Montreal, Canada, Aug. 2002, pp. 387-390.
- [65] Lapierre, M., et al., "A Wideband Monopole Antenna Using Dielectric Resonator Loading," IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest AP-S 2003, Columbus, OH, Vol. 3, pp. 16-19.
- [66] Lapierre, M., et al., "Ultra Wideband Monopole/Dielectric Resonator Antenna," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 1, Jan. 2005, pp. 7-9.

- [67] Buerkle, A., K. Sarabandi, and H. Mosallaire, "Compact Slot and Dielectric Resonator Antenna with Dual-Resonance, Broadband Characteristics," IEEE Transactions Antennas & Propagation, Vol. 53, No. 3, March 2005, pp. 1020-1027.
- [68] Li, T. W., and J.S. Sun, "A Wide U-Shape Slot Fed Broadband Dielectric Resonator Antenna," Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 2005, St. Malo, France, June 2005, pp. 124-125.
- [69] Menon, S.K., et al., "Wideband Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited Using an L-Strip Feed," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 42, No. 4, Aug. 2004, pp. 293-294.
- [70] Bijumon, P.V. et al., "Broadband Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Excited by a Modified Microstrip Line," IEE Electronics Letters, Vol. 41, No. 7, March 2005, pp. 385-387.
- [71] Li, B., and K. W. Leung, "Strip-Fed Rectangular Dielectric Resonator Antennas with/without a Parasitic Patch," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 53, No. 7, JULY 2005, PP. 2200-2207.
- [72] Leung, K.W., and C.K. Leung, "Wideband Dielectric Resonator Antenna Excited by Cavity-Backed Circular Aperture with Microstrip Tuning Fork," IEE Electronics Letters, Vol. 39, No. 14, July 2003, pp. 1033-1035.
- [73] Junker, G.P., et al., "Effect of an Air Gap on a Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Operating in the TM_{01} mode," IEE Electronics Letters, Vol 30, No. 2, Jan 1994, pp. 97-98.
- [74] Junker, G.P., et al., "Effects of Fabrication Imperfections for Ground-Plane-Backed Dielectric Resonator Antennas with Coaxial Excitation," IEEE Antennas & Propagation, Vol. 37, No. 1, Feb. 1995, pp. 40-47.
- [75] Drossos, G., Z. Wu, and L.E. Davis, "The Air Gap Effect on a Microstrip-Coupled Cylindrical Dielectric Resonator Antenna," Microwave and Optical Technology Letters, Vol 20, No. 1, Jan. 1999, pp. 36-40.
- [76] Deng, S.M., et al., "A CPW-Fed Suspended, Low Profile Rectangular Dielectric Resonator Antenna for Wideband Operation," IEEE Antennas & Propagation Symposium Digest AP-S 2005, Washington, D.C., Vol. 4b, pp. 242-245.
- [77] Cooper, M., et al., "Investigation of Dielectric Resonator Antennas for L-Band Communications," Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 96, Montreal, Canada, Aug. 1996, pp. 167-170.
- [78] Cooper, M., "Investigation of Current and Novel Rectangular Dielectric Resonator Antennas for Broadband Applications at L-Band Frequencies," M.Sc. Thesis, Carleton University, 1997.
- [79] Laisne, A., R. Gillard, and G. Piton, "A Robust Slot Fed Dielectric Resonator Antenna (DRA) Using an Intermediate Substrate," IEE Electronics Letters, Vol. 37, No. 25, 2001, pp. 1497-1498.

- [80] Shum, S.M., and K.M. Luk, "Characteristics of a Dielectric Ring Resonator Antenna with an Air Gap," IEE Electronic Letters, Vol. 30, Feb. 1994, pp. 277-278.
- [81] Kishk, A.A., B. Ahn, and D. Kajfez, "Broadband Stacked Dielectric-Resonator Antennas," IEE Electronics Letters, Vol. 25, No. 18, Aug. 1989, pp. 1232-1233.
- [82] Kishk, A.A., et al., "Numerical Analysis of Stacked Dielectric Resonator Antennas Excited by a Coaxial Probe," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 51, No. 8, Aug. 2003, pp.1996-2005.
- [83] Shum, S.M., and K.M. Luk, "Stacked Annular Ring Dielectric Resonator Antenna Excited by Axi-Symmetric Coaxial Probe," IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Vol. 43, No. 8, Aug. 1995, pp. 889-892.
- [84] Luk, K.M., K.W. Leung, and K.W. Chow, "Bandwidth and Gain Enhancement of a Dielectric Resonator Antenna with the Use of a Stacking Element," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 14, No. 4, March 1997, pp. 215-217.
- [85] Leung, K.W., et al., "Bandwidth Enhancement of Dielectric Resonator Antenna by Loading a Low-Profile Dielectric Disk of Very High Permittivity," IEE Electronic Letters, Vol. 33, No. 9, April 1997, pp. 725-726.
- [86] Sangiovanni, A., J.Y. Dauvignac, and C. Pichot, "Stacked Dielectric Resonator Antenna for Multifrequency Operation," Microwave and Optical Technology Letters, Vol.18, No. 4, July 1998, pp. 303-306.
- [87] Al Sharkawy, M., A.Z. Elsherbeni, and C.E. Smith, "Stacked Elliptical Dielectric Resonator Antennas for Wideband Applications," IEEE Antennas & Propagation Symposium Digest 2004, Monterey, CA, Vol. 2, pp. 1371-1374.
- [88] Sangiovanni, A., J.Y. Dauvignac, and C. Pichot, "Embedded Dielectric Resonator Antenna for Bandwidth Enhancement," IEE Electronics Letters, Vol. 33, No. 25, Dec. 1997, pp. 2090-2091.
- [89] Kishk, A.A., "Experimental Study of Broadband Embedded Dielectric Resonator Antennas Excited by a Narrow Slot," Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 4, 2005, pp. 79-81.
- [90] Ittipiboon, A., A. Petosa, and S. Thirakoune, "Bandwidth Enhancement of a Monopole Using Dielectric Resonator Antenna Loading," Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 2002, Montreal, Canada, Aug. 2002, pp. 387-390.
- [91] Lapierre, M., et al., "A Wideband Monopole Antenna Using Dielectric Resonator Loading," IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest AP-S 2003, Columbus, OH, Vol. 3, pp. 16-19.
- [92] Ittipiboon, A., et al., "Ultra Wideband Monopole-Dielectric Antenna," US Patent 6.940.463B2.

- [93] Guha, D. et al., "Improved Design Guidelines for the Ultra Wideband Monopole-Dielectric Resonator Antenna," IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, Vol. 5, 2006, pp. 373-376.
- [94] Ittipiboon, A., et al., "An Investigation of a Novel Broadband Dielectric Resonator Antenna," IEEE Antennas & Propagation Symposium Digest AP-S 1996, Baltimero, MD, pp. 2038-2041.
- [95] Ittipiboon, A., et al., "Broadband Nonhomogeneous Multisegmented Dielectric Resonator Antenna," US Patent 5.952.972, Spt. 14, 1999.
- [96] Petosa, A., Dielectric Resonator Antenna Handbook, 1-3, Artech House Inc., 2007.
- [97] Fayad, H. and P. Record, "Multi-feed dielectric resonator antenna with reconfigurable radiation pattern," Progress in Electromagnetics Research, Vol. 76, 341-356, 2007.
- [98] Petosa, A., N. Simons, R. Siushansian, A. Ittipiboon, and M. Cuhaci, "Design and analysis of multisegment dielectric resonator antennas," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 48, No. 5, 738-742, May 2000.
- [99] K. K. Gebril, S. K. A. Rahim, and A. Y. Abdulrahman, "Bandwidth enhancement and miniaturization of dielectric resonator antenna for 5.8 GHz WLAN," Progress in Electromagnetics Research C, Vol. 19, 179-189, 2011.
- [100] K. Finkenzeller, RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications, 2nd ED., John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, USA, 2004.
- [101] Steven Shepard, RFID Radio Frequency Identification, McGraw-Hill, New York, 2005.
- [102] S. H. Zainud-Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla, "Fractal Antenna For Passive UHF RFID Applications," Progress in Electromagnetics Research B, PIER B, Vol. 16, pp. 209-228, 2009.
- [103] S. H. Zainud-Deen, H. A. Malhat, and K. H. Awadalla, "Curved Dual-Band Dielectric Resonator Tag Antenna for RFID Applications", Faculty of Electronic Engineering, Minoufiya University, Egypt, 2011.
- [104] Hady, Laila K., Ph.D., "Multi-functional use of cylindrical dielectric resonator for microwave circuits and antenna applications," The University of Mississippi, 2009.